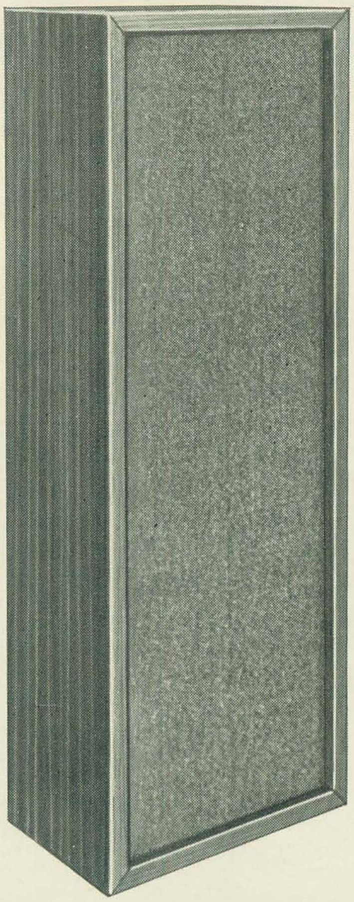
radio fernsehen elektronik

17 · 68

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

1. Septemberheft · Preis 2,00 M
Verlagspostort Leipzig · Für DBR Berlin

- Die Dreistrahl-Gitterröhre
- Neue elektroakustische Geräte
- Bauanleitung: Spannungsgesteuerter Rechteckwellengenerator



INNEN-RAUM-SCHALL-STRAHLER

Geeignet zur Beschallung von größeren Räumen wie z. B. Sälen, Kulturräumen usw. Bestückt mit zwei Breitband-Ovallautsprecher der Type L 2659 bietet der Innenraum-Schallstrahler die Gewähr für eine einwandfreie Musik- und Sprachwiedergabe. Durch entsprechende Anordnung kann der Charakter einer Tonzeile erreicht werden.

Elektrische und elektroakustische Daten:

Nennbelastbarkeit	12,5 VA
Übertragungsbereich	90 Hz ··· 16000 Hz
Nennscheinwiderstand	6 Ohm und über den eingebauten Übertrager 0,8 kΩ; 1,6 kΩ und 3,2 kΩ
Kennempfindlichkeit	12 μbar / $\sqrt{VA}$

Hauptabmessungen und Massen:

Breite	220 mm
Höhe	600 mm
Tiefe	130 mm
Masse ohne Zubehör	5,5 kg

Farbe:

hell oder dunkel furniert (matt)
Blende — schwarz-weiß gemusterter Stoff.

Technische Änderungen, die der Verbesserung unserer Erzeugnisse dienen, behalten wir uns vor.

Bitte fordern Sie Prospekt an!

VEB Elektrotechnische Werkstätten Rötha

7209 RÖTHA • RUF: RÖTHA 2088/2089 • TELEGR.: ELTEWE RÖTHA

Sie lesen in diesem Heft

Analogschalter nach dem Auswahlprinzip 517

Digitalrechner bei der Entwicklung elektronischer Geräte, Teil 3 und Schluß 520

Dichtigkeitsprüfung von Planarschichten für Halbleiterbauelemente 522

Stabilisierung des Transistorarbeitspunktes mittels linearer Widerstände 523

Ein Vierspur-Stereobandgerät aus der Sowjetunion 525

Halbleiterinformationen 44 527

Für den Service 529

Gegentaktverstärker als Tastschaltung 531

Leistungsverstärker im KW- und UKW-Bereich mit sowjetischen Transistoren 532

Frequenz- und Phasenverzerrungen in Verstärkerstufen durch die Kapazität im Emitterkreis 536

Verlustleistung bei gemischter Belastung 537

Die Dreistrahl-Gitterröhre, Teil 1 538

Elektroakustische Geräte mit Wandlerelementen aus Piezokeramik 540

Ovallautsprecher mit extremem Achslängenverhältnis 541

Bauanleitung: Spannungsgesteuerter Rechteckwellengenerator 542

СОДЕРЖАНИЕ

Аналоговый выключатель по принципу выбора 517

Цифровая вычислительная машина при разработке электронных приборов, часть 3-я и окончание 520

Проверка плотности планарных слоев для полупроводниковых приборов 522

Стабилизация рабочей точки транзисторов с помощью линейных сопротивлений 523

Четырехдорожечный стерео-магнитофон из Советского Союза 525

Информации о полупроводниках 44 527

Для сервиса 529

Двухтактный усилитель как схема бланкирования 531

Усилитель мощности в области КВ и УКВ на советских транзисторах 532

Частотные и фазовые искажения в каскадах усиления из-за емкости в эмиттерной цепи 536

Мощность рассеяния при смешанной нагрузке 537

Трехлучевая сеточная трубка, часть 1-я 538

Электроакустические приборы с пьезокерамическими преобразователями 540

Овальный громкоговоритель с экстремальным соотношением осей 541

Самодельный генератор прямоугольных сигналов, управляемый напряжением 542

IN THIS ISSUE

Analogue Switch Based on the Selection Principle 517

Digital Computers for the Design of Electronic Equipment, Part 3 and Conclusion 520

Density Test of Planar Films for Semiconductor Component Parts 522

Stabilization of the Transistor Working Point by Means of Linear Resistances 523

A Four-Track Stereo Tape Recorder from the Soviet Union 525

Semiconductor Informations 44 527

Service Informations 529

Push-Pull Amplifier as Key Circuit 531

Power Amplifier in the SW and VHF Ranges with Soviet Transistors 532

Frequency and Phase Distortions in Amplifier Stages Caused by the Capacitance in the Emitter Circuit 536

Power Dissipation at Mixed Load 537

The Three-Beam Grid Tube, Part 1 538

Electroacoustic Equipment with Piezoceramic Transducer Elements 540

Oval Loudspeaker with Extreme Ratio of Axis to Length 541

Instruction for Home Construction: Voltage-Controlled Square-Wave Generator 542

OBSAH

Analogový spínač pracující na výběrovém principu 517

Číslicové počítače při vývoji elektronických přístrojů, díl třetí a závěr 520

Zkouška těsnosti planárních vrstev pro polovodičové stavební prvky 522

Stabilizace pracovního bodu tranzistoru pomocí lineárních odporů 523

Sovětský čtyřstopý stereofonní magnetofon 525

Informace o polovodičích 44 527

Pro servis 529

Dvojčinný zesilovač pracující jako klíčovací obvod 531

Výkonový kv- a vkv-zesilovač se sovětskými tranzistory 532

Kmitočtové a fázové zkreslení v zesilovacích stupních podmíněné kapacitou v obvodu emitoru 536

Ztrátový výkon při smíšeném zatížení 537

Třípaprsková obrazovka s mřížkou, díl prvý 538

Elektroakustické přístroje s měniči z piezoelektrické keramiky 540

Eliptický reproduktor s extrémním poměrem délky os 541

Stavební návod: napětím řízený generátor obdélníkových kmitů 542

Zu unserem Titelbild

Mikrofon CM 465, ein neues Erzeugnis des VEB Elektroakustik Leipzig. Lesen Sie hierzu den Beitrag auf Seite 540.

Foto: Dewag-Werbung

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

■ Einschätzung über die Einsatzmöglichkeiten der Feldeffekttransistoren in der digitalen Rechentechnik

■ Ein genaues Analog-Digital-Koppelelement

■ Sowjetischer Fernsehempfänger „Turist"

■ Bauanleitung: Regelnetzteil mit Ausgangsstrombegrenzung

■ Untersuchungen des Grundgeräusches von Schallplatten

■ Elektronischer Klangerzeuger „Subharchord 2"

Unsere Leser schreiben

Bitte, teilen Sie mir die technischen Daten der Röhren 9003 und 9002 mit, sowie welche Röhren man anstelle der genannten benutzen kann. Diese Röhren sind in einem AM/FM-Prüfsender eingebaut.
Ich danke im voraus für Ihre Informationen. Die obengenannten Röhren sind amerikanische UKW-Röhren. M. G., 102 Berlin

9002 und 9003 sind keine US-amerikanischen UKW-Röhren, sondern international gefertigte Spezialröhren. In der DDR werden sie nicht hergestellt, u. a., weil sie heute veraltet sind.

Ihre Daten:

9002, Triode mit $U_f = 6{,}3\,V$; $I_f = 0{,}15\,A$; *typische Oszillatordaten sind* $I_a = 7\,mA$; $U_a = 180\,V$; $U_g = -3{,}5\,V$; $I_g = 1{,}5\,mA$; *maximale Oszillatorfrequenz = 60 MHz mit den genannten Daten und = 500 MHz absolut.*

Weitere typische Werte bei etwas anderem Arbeitspunkt sind:

$S = 2\,mA/V$; $R_i = 12{,}5\,k\Omega$; $\mu = 25$; $Q_a = 1{,}6\,W$. *Einen modernen Äquivalenztyp für diese Röhre gibt es nicht. Sie kann je nach maximaler Oszillatorfrequenz durch EC 92 oder EC 86 ersetzt werden.*

9003, Pentode mit $U_f = 6{,}3\,V$; $I_f = 0{,}15\,A$; *typische Verstärkerdaten sind* $U_a = 250\,V$; $U_{g2} = 100\,V$; $U_{g1} = -3\,V$; $I_a = 6{,}7\,mA$; $I_{g2} = 2{,}7\,mA$; f_{max} *der Röhre = 430 MHz. Typische Werte für den genannten Arbeitspunkt sind* $S = 1{,}8\,mA/V$; $R_i = 0{,}6\,M\Omega$. *Eine Röhre mit derartig geringer Steilheit wird heute nicht mehr hergestellt. Am nächsten kommt ihr die EF 89.*

*

Ich besitze ein Tonbandgerät Smaragd BG-20-4 (122.26/4515), mit dem ich i. allg. recht zufrieden bin. Aber es zeigt sich immer wieder, daß nach dem Abspielen von meist etwa 400 m Band mehr oder weniger plötzlich der Ton leiser wird, verzerrt, das Magische Auge ein anderes Bild zeigt und beim Auflegen der flachen Hand auf die Stelle, wo der Tonkopf liegt, ein starkes Brummen auftritt und das Auge sich wiederum stark verändert. Bisher versagten alle Mittel, diese Störungen zu verhindern, sie kommen mit oder ohne Erde, mit alten und neuen Bändern, mit und ohne Antistatiktuchbehandlung usw. Die Störungen treten nur bei der Wiedergabe auf! Das Gerät war inzwischen – aus mechanischen Gründen – einmal im Werk. Trotz Hinweises auf diesen Fehler war keine Änderung festzustellen. Daß aus der rechten Rolle zuweilen mittels Glimmlampe Leuchterscheinungen zu erzielen sind, kann man wohl nicht anders erwarten, aber trotzdem muß doch ein derartiges Gerät gegen solche Erscheinungen immun sein!? Kennen Sie einen Trick zur Abhilfe?
Noch einige Bemerkungen: Die Störungen klingen nur sehr langsam wieder ab. Auch das Auswechseln des Widerstandes W 7 (10 MΩ) an der Eingangsröhre (Gitterableitung) brachte keinen Erfolg. Die Wohnung ist zentralgeheizt und etwas trocken, aber auch im Sommer bei geöffneten Fenstern tritt die Erscheinung auf. P. M., 444 Wolfen

Wir können Ihnen nur eines raten: Bringen Sie Ihr Tonbandgerät in eine gute Vertragswerkstatt zur Reparatur. So, wie Sie uns den Fehler beschreiben, würden wir auf statische Aufladung des Bandes tippen, aber auch dies ist eine reine Spekulation aus der Ferne. Wie kommt es, daß Sie der Fehler jetzt erst stört? Oder ist er erst in der Zwischenzeit aufgetreten? Dies würde gegen das statische Aufladen des Bandes sprechen.

*

Betr.: Transistoren-Rundfunkgerät „Kosmos", Kleinstgerät sowjetischer Konstruktion

Vor etwa $1^1/_2$ Jahren kaufte ich mir o. a. Taschengerät. In der mitgelieferten Bedienungsanweisung wurde auf die Möglichkeit hingewiesen, einen Kopfhörer benutzen zu können. Am Gerät sind zwei Steckeröffnungen „EAR". Die technischen Daten für den Kopfhörer sind nicht angegeben.
Welches deutsche Fabrikat (Ohrhörer) kann genommen werden (Stecker dazu bauen usw.), bzw. können Sie ermitteln, ob es überhaupt Ohrhörer sowjetischer Produktion hier in der DDR zu kaufen gibt? Wenn nicht, können Sie mir dann die sowjetische Anschrift des Herstellerwerkes für die Ohrhörer bzw. des „Kosmos"-Gerätes nennen? G. G., 301 Magdeburg

Vorgeschrieben für den Betrieb am Transistor-Taschenempfänger „Kosmos" ist ein Ohrhörer mit einer Impedanz von 50 Ω. Der Wert ist indes nicht kritisch. Der Hörer muß jedoch magnetisch oder dynamisch sein. Allerdings wird bei Betrieb des Gerätes mit Ohrhörer der eingebaute Lautsprecher nicht abgeschaltet und der Stromverbrauch nicht verringert. Unter diesen Umständen erscheint der Ohrhöreranschluß nicht sehr wertvoll.
Es ist uns nichts davon bekannt, daß es sowjetische Ohrhörer in der DDR zu kaufen gibt.

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter:
Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 42 00 19, Fernschr.: 011 2228 techn dd, Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur:
Dipl. oec. Peter Schäffer

Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 3

Druck:

Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig. Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl-Ing. K. Schlenzig, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik und Westberlin: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shteterore e Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Ruch, Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directa Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Zeitschriftenimport, Ve smečkách 30, Praha 2; Poštová novinová služba, dovoz, Leningradská ul. 14, Bratislava

UdSSR: Die städtischen Abteilungen von „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda Budapest V, József Nador ter. 1

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

rfe-Nachrichten

▼ **Eine neue Fernsehhilfsstation** wurde am 22. 7. 1968 in Haselbach (Bezirk Suhl) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 7; Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Die Anwendungsmöglichkeiten der Laserstrahlung** für Forschungen in der Zell- und Molekularbiologie werden gegenwärtig am Jenaer Akademieinstitut für Mikrobiologie und experimentelle Therapie geprüft. Die Untersuchungen erfolgen mit Hilfe eines vom VEB Carl Zeiss JENA entwickelten Laser-Strahlenstichmikroskops, das auf der Grundlage eines Rubin-Impulslasers arbeitet. Mit dem Gerät lassen sich – unterstützt durch fotografische Apparaturen – Verhalten und Reaktionen von Einzelzellen oder intrazellulären Bestandteilen gegenüber Licht- und Wärmestrahlen genau definierter Wellenlänge studieren.

▼ **Ein Laseroszillator,** der über das gesamte Spektrum des sichtbaren Lichts abstimmbar ist, wurde bei Bell Laboratories entwickelt. Der Oszillator wandelt grünes Licht abstimmbar in jedes Licht zwischen Violett und Infrarot um. Als elektrooptisches Abstimmelement dient ein Barium-Natrium-Niobat-Kristall. Durch diese Neuentwicklung wurde ein weiterer Schritt in Richtung auf die Farbbildwiedergabe mit Laserprojektion getan.

▼ Im Forschungsinstitut für medizinische Elektronik der ČSSR wurde ein neuer **Kleinstelektrokardiograf** entwickelt, dessen Sender (Frequenz 60 MHz) ständig den Zustand des Herzens und dessen Veränderungen auf einen Monitor überträgt, der in 200 m Entfernung aufgestellt ist, so daß der Arzt auch über vorübergehende Veränderungen des Herzrhythmus unterrichtet wird. Der Patient trägt eine kleine Büchse (400 g) in einem Etui am Gürtel. Dieses Gerät soll sich gegenüber ähnlichen Apparaturen im Ausland vor allem durch seine geringe Masse auszeichnen.

▼ **Von einem Speichersystem mit großer Speicherdichte** wurde auf der IEEE-Tagung in Houston, Texas, berichtet. Das Speichersystem verwendet Alkalihalidkristalle als Speichermedium und die Holografie als Aufzeichnungs- und Wiedergabeverfahren. Wesentlich ist hierbei das Verfahren zur Fotosensibilisierung der Kristalle.

▼ **Ein Mikrofon in Form einer Krawattennadel** wurde von Sennheiser Electronic entwickelt. Zum Mikrofon, das mit den Abmessungen von 11,5 mm × 36 mm × 12 mm ein Kondensatormikrofonsystem enthält, gehört ein Elektronikteil mit der HF-Schaltung. Das Mikrofon ist ein Druckempfänger mit Kugelcharakteristik. Sein Übertragungsbereich reicht von 20 ... 20 000 Hz mit der für Lavalier-Mikrofone nötigen Anhebung von 10 dB oberhalb von 1000 Hz. Der Frequenzgang ist frei von störenden Spitzen und Einbrüchen.

▼ **Ein System elektronischer Rechenmaschinen** steuert und regelt Produktions-, Planungs- und Leitungsprozesse im Moskauer Fräserwerk. Das Rechenzentrum gibt täglich Rechenschaft über den Produktionsausstoß des Werkes, über die Planerfüllung an jedem Arbeitsplatz und über den Verdienst jedes Beschäftigten. Es liefert genaue Angaben über Materialbestände und hilft bei der Bewältigung der täglichen operativen Aufgaben jedes Leiters. Kernstück des Systems ist die Dispatcherzentrale. Von hier aus besteht eine Fernsehverbindung mit allen Produktionsbereichen; es kann also sofort Kontakt zwischen den Leitern und einzelnen Brigaden aufgenommen werden. Von dieser Zentrale aus werden auch die täglichen Arbeitsbesprechungen geleitet.

▼ **Ein temperaturabhängiger Magnetismus** zeigte sich in einem kristallinen Werkstoff, der von der Du Pont Company in den USA entwickelt wurde. Im wesentlichen aus Chrom- und Manganantimoniden bestehend, kann der Werkstoff so hergestellt werden, daß er bei Umgebungstemperaturen zwischen —200 und +150 °C verwendet werden kann. Die Temperaturspanne, innerhalb der sein magnetischer Zustand erscheint und wieder verschwindet, der Ein- und Ausschalteffekt, kann 10 oder 100 °C sein. Ferner können die kritischen Temperaturen durch Änderungen des Drucks oder durch ein äußeres magnetisches Feld beeinflußt werden. Bisher wurde der Werkstoff nur als temperaturabhängiger Schalter und als Spulenkern in einem Oszillator verwendet.

▼ **Ergänzung:** Bei dem Kurzbericht „Drei billige Transistoren ergeben eine temperaturstabile Zenerdiode" im Heft 15 (1968), S. 451, gingen leider zwei Zeilen verloren. Wir bitten, diese Notiz nach der letzten Zeile vor dem Bild wie folgt zu ergänzen: „... schaltet, ergibt sich eine temperaturkompensierte Zenerdiode. Zum Aufbau können ..."

3. Halbleiterbauelemente-Symposium

Wie bereits in den vergangenen beiden Jahren, so findet auch in diesem Jahr wiederum ein Halbleiterbauelemente-Symposium als gemeinsame Veranstaltung des VEB Halbleiterwerk und der Betriebssektion der KDT statt.
Tagungsort: Frankfurt/Oder
Tagungstermin: 18. 9.–20. 9. 1968
Am Eröffnungstag sind Plenarvorträge von Professor Lappe, Dresden, Professor Falter, Berlin, Professor Heinze, Ilmenau, u. a. vorgesehen. Ferner werden grundsätzliche Referate über die Weiterentwicklung der Halbleitertechnik und über die Bauelemente der Erzeugnisgruppe Halbleiter gehalten.
An den folgenden beiden Tagen werden in den Arbeitsgruppen Schwachstromtechnik und Leistungselektronik spezielle Probleme zur Diskussion stehen.

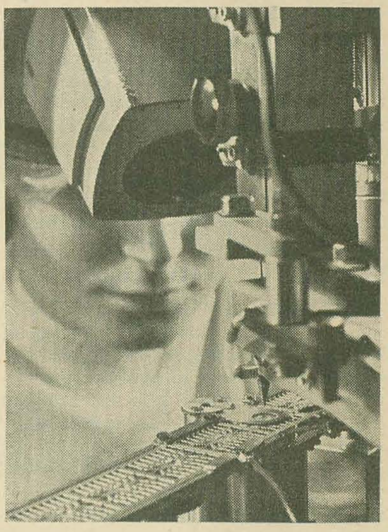
Interessante Exponate der Moskauer Volkswirtschaftsausstellung

Empfindliche Quantenzähler

In der Halle „Physik" der Akademie der Wissenschaften der UdSSR werden Zähler für Kernstrahlungen gezeigt. Als Detektoren dienen dabei Stoffe mit Halbleitereigenschaften – Silizium, Germanium und Kadmium-Tellurid. Durch diese Stoffe passieren die Kernstrahlungsteilchen fast tausendfach langsamer als durch die herkömmlichen gasgefüllten Ionisationskammern.
Die neuen Geräte weisen nur geringe Abmessungen auf und sind außerdem unempfindlich gegenüber Magnetfeldern. Das Auflösungsvermögen ist um ein vielfaches höher als bei den bekannten Registriergeräten, den Szintillationszählern. Nach Ansicht der Fachleute werden die neuen Geräte zum genauen Messen der Energie und zum Registrieren von Kernstrahlungen sowie bei physikalischen Experimenten, in der Biologie und in Kontrollsystemen weiteste Anwendung finden.

Sonnenlaser für den Kosmosfunk

Dieser Laser, der für Richtfunkverbindungen im kosmischen Raum gedacht ist, wird von Sonnenenergie gespeist. Dazu ist der mit einem Raumflugobjekt in den Kosmos zu befördernde Laser mit einem optischen System aus einem Parabol- und einem Kugelspiegel ausgerüstet, mit dem die Sonnenenergie auf den Resonatorkristall konzentriert wird. Ein mit Fotoelementen arbeitendes Nachführsystem richtet die Optik immer auf die Sonne aus, damit eine kontinuierliche Funktion des Lasers gewährleistet ist.



Das Kontaktieren integrierter Halbleiterschaltungen erfordert nicht nur Werkzeuge von höchster Präzision, sondern auch viel Erfahrung und Geschicklichkeit bei ihrer Bedienung. In der Mitte des gestanzten Bandes auf unserem Bild sind integrierte Systeme von etwa 1,2 mm × 1,4 mm Fläche zu erkennen. Diese Systeme werden mit etwa 20 μm dünnem Golddraht bis zu 14mal je System kontaktiert. Ein Mikromanipulator untersetzt die Bewegungen der Hand, so daß ein präzises Arbeiten in diesen kleinen Dimensionen möglich wird.

Unicon – ein neues Laser-Aufzeichnungssystem

Vor einigen Monaten entwickelte die Precision Instruments Co. ein Massenspeichersystem mit einem Laseroptik-Computer, das die Speichereigenschaften der besten Magnetbänder um ein vielfaches übertrifft.
Jetzt entdeckte die Fa. Palo Alto, Kalifornien, ein Wiederauffindungsverfahren, das auf demselben Prinzip beruht, und ein Verfahren zum Aufzeichnen von Breitbandfarbbildern hoher Auflösung. Das System hat eine Wiederauffindungsgeschwindigkeit von 2 Megabit/s.
Eine in die Trommel (60 cm) geriffelte Bahn enthält 120 000 Bit und kann in $^{1}/_{30}$ s abgetastet werden. Farbbilder mit 1000 Zeilen Auflösung oder 10 MHz können erzeugt werden. Potentielle Anwendungsgebiete: Breitband-Frequenzaufzeichnung und -wiedergabe, geophysikalische Erforschung und Massenspeicherung von Informationen.
Das System verwendet einen Argonion-Dauerstrichlaser zum Stanzen von Löchern (∅ = 1 μ) in speziell entwickelten Medien. Entsprechend der binären Form beträgt ein

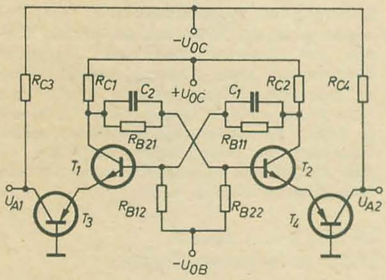
Loch 1 und ein Nichtloch 0. Das System zeichnet sich in der Impuls-Code-Modulation auf. Die Genauigkeit liegt bei einem Fehler in 10 Millionen Bit.
Das Transportsystem (18 m/s) muß allerdings noch verbessert werden, damit auch die Leistungsfähigkeit des Lasers steigen kann.

Integrierte Großschaltungen

Die nächsten Generationen von LSI-Schaltungen werden zu weiterer Großintegration führen. Man ist heute bei LSIs für 1024-Bit-Speicher mit 1250 Transistoren auf 1,75 mm × 2,5 mm oder andere Speicher mit 1400 Transistoren auf 2,5 mm × 3,0 mm angekommen. Experimentiert wird mit 2048-Bit-Speichern mit 12 000 Transistoren auf einem Siliziumscheibchen von 3 mm × 3 mm. Diese Anordnungen in MOS-Technik arbeiten mit Geschwindigkeiten bis 5 MHz, dabei reicht je Tor eine Betriebsleistung von 50 bis 200 μW aus.
Als nächsten Schritt denkt man an Monolithen mit über 100 000 Transistorsystemen. In der dritten Generation, die Anfang der 70er Jahre aktuell werden dürfte, gibt es dann Einheiten für über 5000 Bit und mit mehr als 2000 Toren.
Will man schneller werden, so scheinen bipolare LSIs vorteilhafter. Man erreicht mit ihnen Taktfrequenzen im 100-MHz-Bereich.

Lastunabhängiger Multivibrator

Bei Transistormultivibratoren ist es meist notwendig, einschränkende Bedingungen hinsichtlich der Belastbarkeit einzuhalten. Wenn eine Schaltung zeitbestimmende RC-Glieder (z. B. astabile oder monostabile Multivibratoren in herkömmlicher Schaltung) enthält, kann die Belastung die Kippvorgänge stark beeinflussen. Im Bild ist eine Variante der Entkopplung der Kippschaltung von der Belastung dargestellt, die mit relativ wenig Aufwand gute Ergebnisse erwarten läßt. Sie soll am Beispiel des dargestellten bistabilen Multivibrators erläutert werden, kann jedoch ebenso für astabile und monostabile Multivibratoren in herkömmlicher Schaltung eingesetzt werden.



Die gewünschte Wirkung wird dadurch erzielt, daß die Emitterleitungen der Transistoren T_1 und T_2, die zu einem bistabilen Multivibrator in bekannter Schaltung gehören, nicht direkt, sondern über die Basis-Emitterdioden der Transistoren T_3 und T_4 an Masse geführt werden. T_3 und T_4 müssen vom entgegengesetzten Leitungstyp von T_1 und T_2 sein. Das Ausgangssignal kann an den Kollektoren der zusätzlich eingesetzten Transistoren T_3 und T_4 abgegriffen werden; eine direkte Belastung des Multivibrators tritt also nicht auf.
Die Schaltung kann überall dort sinnvoll eingesetzt werden, wo die Belastung eines Multivibrators in herkömmlicher Schaltung unerwünschten Einfluß auf die Kippvorgänge hat. Zum Betrieb der Schaltung werden wenigstens zwei entgegengesetzt gepolte Spannungen benötigt. Ein Aufbau der Schaltung mit „komplementärer" Transistorbestückung ist bei Umpolung aller Spannungsquellen möglich. Beim Einsatz von Germaniumtransistoren ist darauf zu achten, daß deren Reststrom nicht schon einen nachgeschalteten Siliziumtransistor ansteuern kann (hohe Stromverstärkung von Silizium-Planartransistoren schon bei sehr kleinen Strömen!). Bei der dargestellten Schaltung könnten folglich für T_3 und T_4, nicht aber für T_1 und T_2, Germaniumtransistoren sinnvoll eingesetzt werden.

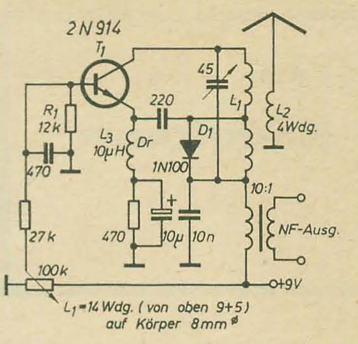
Das größte Teleskop der Welt

das in Leningrad hergestellt worden war, ist nach einem 2000 km langen Weg in der Siedlung Selentschuksjaha in den nördlichen Ausläufern des Kaukasus angelangt. Die Beförderung des riesigen Geräts mit seinem 6-m-Spiegel und dem 25 m langen Rohr war zuvor mehrere Jahre lang in allen Einzelheiten vorbereitet worden. Sein Spiegeldurchmesser von 6 m übertrifft den des bisher größten Teleskops der Welt auf dem Mount Palomar in Kalifornien noch um 1 m.

Die ersten Einzelteile gelangten an Bord eines speziell ausgerüsteten Lastkahns in Begleitung eines Taucherbootes bis nach Rostow am Don. Dort wurden sie auf einen 40-t-Anhänger umgeladen, der von sechs Schleppern gezogen wurde. Dieser Schleppzug, der sich mit einer Geschwindigkeit von 15 km in der Stunde fortbewegte, wurde von einer Kradfahrer-Eskorte und einem Funkwagen begleitet.
Jetzt bleibt noch eine 40 km lange Strecke, die schwierigste, zu bewältigen. Die Frachten sollen in eine Höhe von 2100 m über dem Meeresspiegel gebracht und dort in einem astrophysikalischen Observatorium der Akademie der Wissenschaften der UdSSR installiert werden.

Diode verbessert Superregenerativempfänger

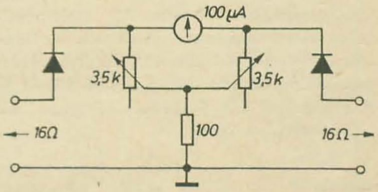
In einfachen 27-MHz-Funkfernsteuergeräten, aber auch billigen Transceivern wird der Pendelrückkopplungsdetektor auf Grund seiner hohen Empfindlichkeit bei gleichzeitig geringem schaltungstechnischem Aufwand gern eingesetzt. In der Schaltung aus „Electronic Design" 16 (1968), H. 6, S. 230, ist eine Diode über einen Teil des Schwingkreises geschaltet. Sie sorgt für rasches Ausschwingen des Pendeloszillators am Ende der aktiven Periode. Die positive Rückkopplung wird dadurch nicht beeinflußt, jedoch wird eine Abstrahlung der Pendelfrequenz wirksam verkleinert. Die Empfindlichkeit wird nicht beeinflußt, weil die benutzte Ge-Diode erst ab 0,2 V leitet und daher bei kleinen Signalen unwirksam ist.



Pendelaudion für 27 MHz

Stereo-Balanceanzeige

Eine einfache Schaltung zur Anzeige der Stereobalance wird in „Electronics World" 79 (1968), H. 2, S. 68, angegeben. Die Schaltung (s. Bild) besteht aus einem Mikroamperemeter (100 μA) mit Mittelstellung, einem 3,5-kΩ-Doppelpotentiometer, einem 100-Ω-Widerstand und zwei Dioden. Je eine Diode richtet die vom Lautsprecher abgenommene NF der beiden Kanäle gleich. Sind die Spannungen beider Kanäle

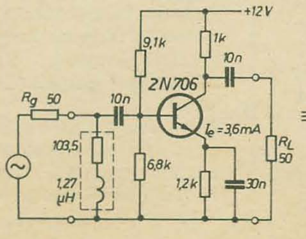


gleich, so fließt durch das Instrument kein Strom, und der Zeiger bleibt in Mittelstellung. Bei ungleichen Spannungen zeigt das Instrument die Unsymmetrie an. Das Doppelpotentiometer dient zur Einstellung der Empfindlichkeit. Die Einstellung sollte erst dann erfolgen, nachdem die Klangblende auf die gewünschte Stellung gebracht worden ist.

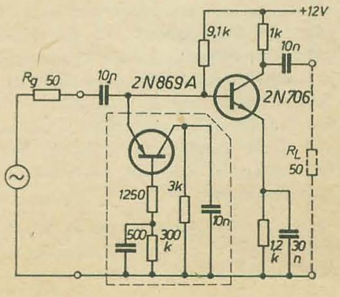
Ersatz von Kompensations-Induktivitäten durch aktive Schaltungen

In „Electronic Design" 16 (1968), H. 5, S. 66–69, gibt Dr. G. T. Volpe Hinweise für den Ersatz einer Kompensationsspule im breitbandigen Videoverstärker durch einen Transistor in Basisschaltung mit RC-Schaltung. Induktivitäten lassen sich in Mikroschaltkreise schlecht einintegrieren, so daß man trotz des etwas höheren schalttechnischen Aufwands aktive RC-Filter vorzieht. In diesem Beitrag werden die Formeln für die Dimensionierung abgeleitet, und es wird ein Beispiel für eine Verstärkerstufe mit dem 2 N 706 berechnet. Die Stufe soll bei einer Bandbreite von 10 MHz und einem R_L von 50 Ω 10fach verstärken. Der Transistor hat folgende Parameter: $\beta_0 = 50$, $f_T = 200$ MHz, $f_\beta = 4$ MHz, $r_{bb'} = 50$ Ω und $C_k = 5$ pF (Schaltung s. linkes Bild). Ersetzt man das L durch eine RC-Schaltung, dann ergibt sich die rechts dargestellte Anordnung, die zwei Kondensatoren, zwei Widerstände und einen Transistor mehr erfordert, jedoch eine Herstellung in Si-Monolithtechnik gestattet.

Ersatz eines Kompensationsnetzwerks durch ein aktives Filter



≡



radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 17. JAHRGANG · 1. SEPTEMBERHEFT 17 · 68

Analogschalter nach dem Auswahlprinzip

J. NEBE

Mitteilung aus dem Institut für Maschinelle Rechentechnik der TH Ilmenau

Der nachfolgende Beitrag behandelt einen elektronischen Schalter nach dem Auswahlprinzip zum Schalten von Analogspannungen. Ausgehend von den Anforderungen an einen Analogschalter werden die Besonderheiten bei der Realisierung von Klemm- und Trennschaltern mit elektronischen Bauelementen dargelegt. Für den Aufbau von Mehrkanalschaltern wird das Auswahlprinzip vorgeschlagen. Es werden Realisierungsmöglichkeiten angegeben und diskutiert.

Einleitung

Schalter sind überall dort von Interesse, wo ein Informationsempfänger über verschiedene Kanäle Informationen zur Auswertung erhält.

Einen Analogschalter kann man als gesteuerten Übertragungsvierpol auffassen (Bild 1a), der im Durchlaßzustand die Übertragungsfunktion

$$F(p) = 1 \qquad (1a)$$

und im Sperrzustand die Übertragungsfunktion

$$F(p) = 0 \qquad (1b)$$

hat. Der Schaltzustand ist eine Funktion des Steuersignals S. Es gilt

$$A = f\,[E(t), S(t)] = \begin{cases} E(t) & \text{für } S = L \\ 0 & \text{für } S = 0 \end{cases} \qquad (2)$$

E ≙ Eingangssignal
A ≙ Ausgangssignal

Gegenüber diesen Eigenschaften eines idealen Schalters gelten für reale Schalter folgende Einschränkungen:

1. Linearität des Übertragungspfades nur in einem begrenzten Amplitudenbereich
2. obere Grenzfrequenz des Signalpfades
3. endliche Sperr- und Durchlaßwiderstände
4. endliche Umschaltzeiten

Trenn- und Klemmschalter

Entsprechend der Struktur kann zunächst zwischen Trennschaltern, die den Analogsignalpfad zwischen Quelle und Empfänger trennen (Bild 1b), Klemmschaltern (Bild 1c), die einen Punkt des Analogsignalpfades an ein festes Potential klemmen, und Kombinationen beider (Bild 1d, e) unterschieden werden. Klemmschalter belasten die Quelle auch während der Sperrzeit und eignen sich nicht zur Übertragung größerer Leistungen. Dagegen belasten Trennschalter die Quelle im Sperrfall nur durch ihren hochohmigen Sperrwiderstand, sind aber zur Übertragung größerer Leistungen geeignet.

Bei niedrigen Schaltfrequenzen sind mechanische Schalter (Relais) bestens geeignet. Wegen der galvanischen Trennung von Steuer- und Signalkreis können sie ohne zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand als Klemm- oder Trennschalter verwendet werden. Mechanische Schalter werden bis zu Schaltfrequenzen von 1 kHz gebaut. Bei höheren Schaltfrequenzen muß auf elektronische Schalter zurückgegriffen werden.

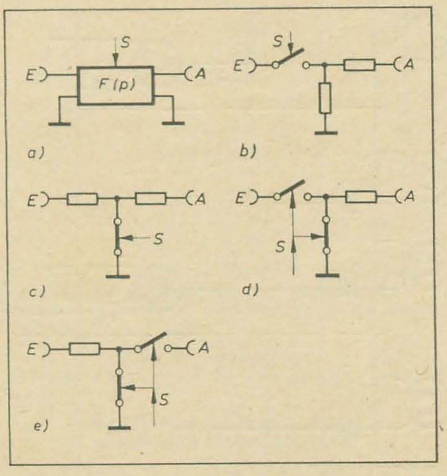
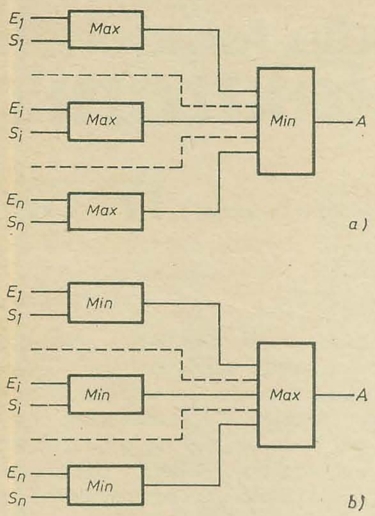


Bild 1: Vierpolersatzschaltbilder für einen Schalter, a) allgemeiner Ersatzvierpol, b) Trennschalter, c) Klemmschalter, d, e) gebräuchliche Kombinationen von Klemm- und Trennschaltern

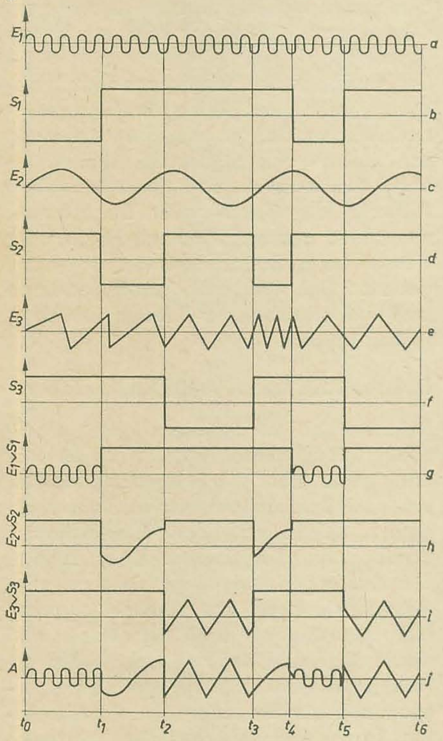
Elektronische Trenn- und Klemmschalter

Beim Aufbau von Schaltern mit elektronischen Bauelementen nutzt man die Abhängigkeit der Übertragungsparameter von den Betriebsparametern. Daraus ergeben sich neue, den elektronischen Schalter charakterisierende Eigenschaften. Die Steuerspannung liegt zwischen zwei Anschlußklemmen des schaltenden Bauelements. Steuer- und Signalkreis sind damit allgemein nicht entkoppelt. Das erfordert bei Trennschaltern erdfreie Steuerspannungsquellen oder Steuerstromquellen. Trenn- und Klemmschalter mit Halbleiterdioden benötigen bei niederohmigen Quell- und hochohmigen Lastwiderständen zur Erzielung einer geringen Übertragungsdämpfung große Steuerspannungen (Vierdiodenbrücke) bzw. hohe stabilisierte Hilfsspannungsquellen (Sechsdiodenbrücke). Die Drift von Steuer- und Hilfsspannung geht unmittelbar in das Ausgangssignal ein.

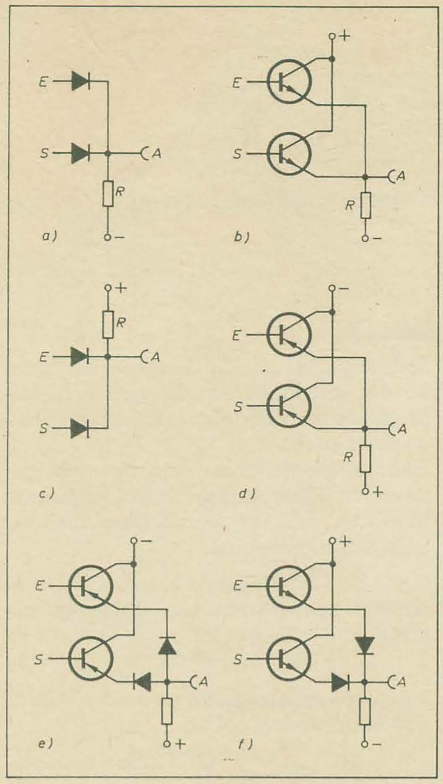
Bei Transistorschaltern sind Restspannung und Leckstrom zu berücksichtigen. Die Restspannung liegt zwischen 10 · · · 500 mV und der Leckstrom zwischen 1 nA · · · 1 μA. Während der Leckstrom in den meisten Fällen durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen vernachlässigt werden kann, muß die Restspannung beim Schalten kleiner Spannungen kompensiert werden. Bei inversem Betrieb des Transistors können Restspannung und Leckstrom auf ungefähr $^1/_{10}$ verkleinert werden. Die Kompensation der Restspannung kann durch einen Steuerstrom, der an einem Widerstand einen der Restspannung betragsgleichen Spannungsabfall entgegen-



2



3



4

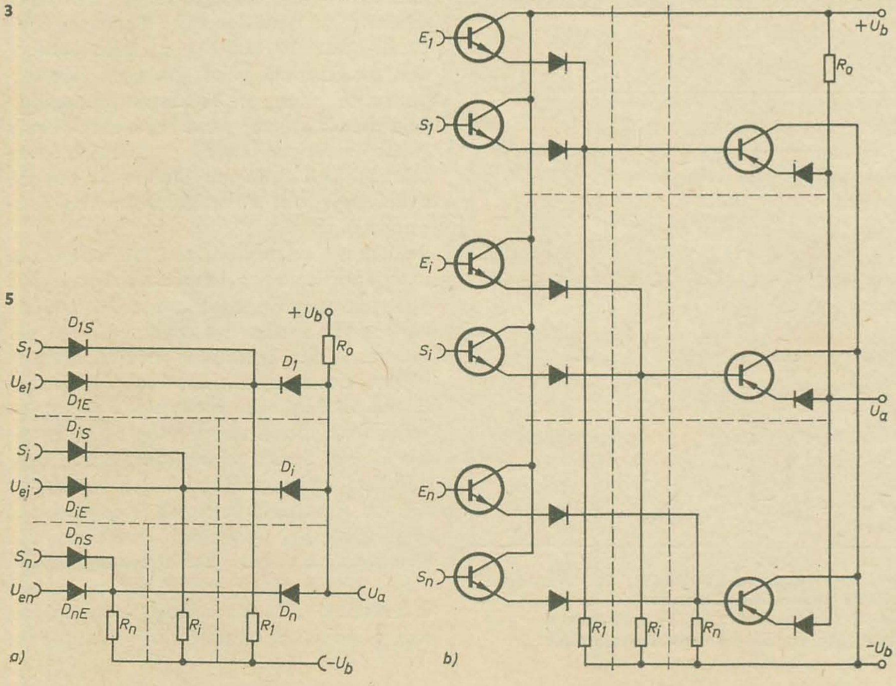
Bild 2: Logische Schaltungen als Schalterkonzeption, a) Maximum-Minimumprinzip, b) Minimum-Maximumprinzip

Bild 3: Zeitlicher Verlauf der Eingangssignale E_i, der Steuersignale S_i, der Signale an den Maximum-Auswahlpunkten $E_i \vee S_i$ und des Ausgangssignals A bei einem Dreikanal-Maximum-Minimumschalter

Bild 4: Schaltungen zur Maximum- bzw. Minimumauswahl, a) Maximumauswahl mit Dioden, b) Maximumauswahl mit Transistoren, c) Minimumauswahl mit Dioden, d) Minimumauswahl mit Transistoren, e) verbesserte Maximumauswahl mit Transistoren, f) verbesserte Minimumauswahl mit Transistoren

Bild 5: Auswahlschalter nach dem Maximum-Minimumprinzip, a) Diodenschalter, b) Transistorschalter

5



gesetzter Polarität hervorruft, erfolgen. Besser ist die Kompensation durch Differenzbildung mit der Restspannung eines anderen Transistors, da hier nur die Differenzdrift wirksam wird. Die Transistoren müssen dabei thermisch kurzgeschlossen sein. Höhere Anforderungen erfordern einen Thermostaten.

Umschalter

Umschalter mit mehreren Eingängen und einem Ausgang können aus Trennschaltern durch Zusammenlegen der Ausgänge aufgebaut werden. Die Sperrwiderstände der gesperrten Kanäle müssen so groß sein, daß die Parallelschaltung immer noch groß gegenüber dem Lastwiderstand ist. Die Summe der Fehlströme muß vernachlässigbar klein sein.
Beim Aufbau eines Umschalters aus Klemmschaltern müssen die Ausgänge der einzelnen Kanäle durch ein Additionsnetzwerk addiert werden. Bei dieser Variante muß die Summe der Restspannungen der einzelnen Kanäle klein gegenüber der Analogspannung des durchgeschalteten Kanals sein. So aufgebaute Umschalter sind im Vergleich zu ihrer Leistungsfähigkeit sehr aufwendig.

Das Auswahlprinzip als Schaltungskonzeption

Nach dem Auswahlprinzip aufgebaute Analogschalter sind im Aufwand gering und besitzen sehr gute elektrische Eigenschaften. Schaltungsentwurf und Beschreibung sind mit Hilfe der Methoden der kontinuierlichen Logik möglich [1].
Jedem Analogsignal ist ein Steuersignal zugeordnet. Die Durchschaltung eines Eingangssignals auf den Ausgang kann durch eine Maximumauswahl zwischen den Analogsignalen und den zugehörigen Steuersignalen und nachfolgender Minimumauswahl erfolgen (Bild 2a).

$$A = (E_1 \vee S_1) \wedge (E_2 \vee S_2) \wedge \cdots \wedge (E_i \vee S_i) \wedge \cdots \wedge (E_n \vee S_n) \quad (3a)$$

Dabei muß das zum durchzuschaltenden Eingangssignal gehörige Steuersignal negativ, alle anderen Steuersignale aber positiv gegenüber den Eingangssignalen sein.

$$A = E_i \text{ für } S_i = -U_s \qquad S\nu = +U_s$$
$$\nu = 1, 2, 3, \cdots, n \quad \nu \neq i \quad (3b)$$

Die Verhältnisse sind für einen Dreikanalschalter im Bild 3 dargestellt. Im Intervall $t_0 < t < t_1$ ist das Steuersignal S_1 negativ gegenüber dem Eingangssignal E_1. Alle anderen Steuersignale sind positiver als die zugehörigen Eingangssignale. Bei der paarweisen Maximumauswahl erscheint am Auswahlpunkt $E_1 \vee S_1$ das Eingangssignal E_1. An den anderen Maximumauswahlpunkten erscheinen die positiveren Steuerspannungen. Vergleicht man die so erhaltenen Signale, so erkennt man, daß das durchzuschaltende Eingangssignal E_1 jetzt negativ gegenüber den Spannungen an den anderen Maximumauswahlpunkten ist. Es kann deshalb durch eine Minimumauswahl eliminiert werden.
Neben dem hier beschriebenen Maxi-

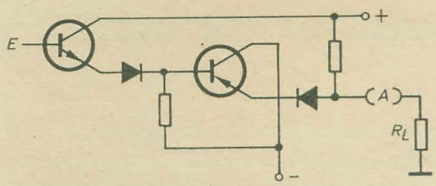
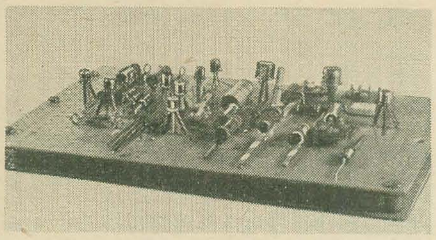
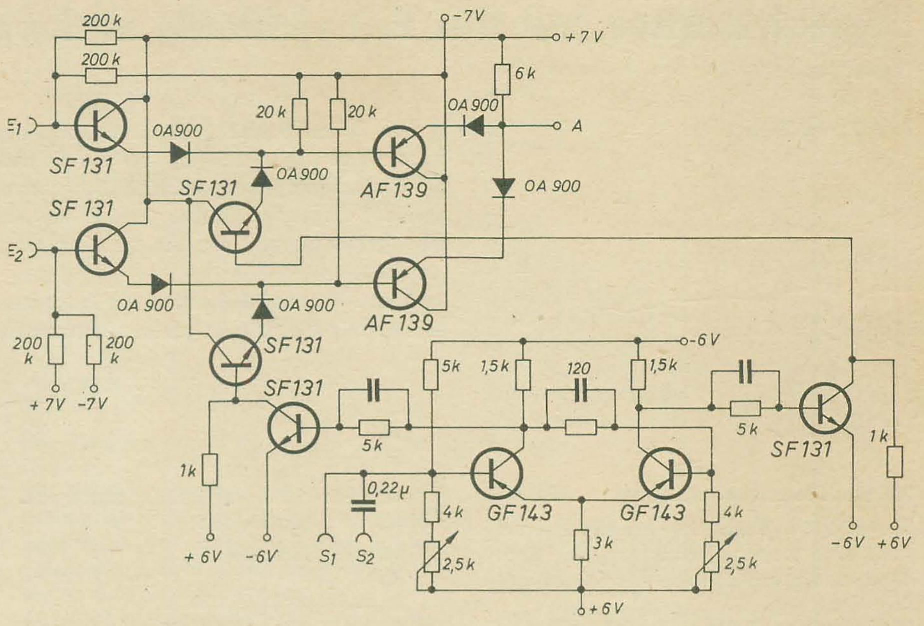


Bild 6: Ersatzschaltbild für den geöffneten Kanal eines transistorisierten Maximum-Minimumschalters

Bild 8: Schaltbild des Zweikanalschalters im Bild 7 ▶

Bild 7: Laboraufbau eines Zweikanalschalters





mum-Minimum-Auswahlprinzip können Schalter auch nach dem Minimum-Maximum-Auswahlprinzip (Bild 2b) aufgebaut werden. Das zum durchzuschaltenden Eingangssignal gehörende Steuersignal muß hier positiv und alle anderen Steuersignale negativ gegenüber den Eingangssignalen sein.

$$A=(E_1 \wedge S_1) \vee (E_2 \wedge S_2) \vee \cdots \vee (E_i \wedge S_i) \vee \cdots \vee (E_n \wedge S_n) \quad (4a)$$

$$A = E_i \text{ für } S_i = +U_s \qquad S_\nu = -U_s$$
$$\nu = 1, 2, 3, \cdots, n \qquad \nu \neq i \quad (4b)$$

Realisierungsmöglichkeiten der Maximum- bzw. Minimumauswahl

Die Maximumauswahl kann mit Dioden oder Transistoren nach Bild 4a, b verwirklicht werden. Entsprechende Minimumauswahlschaltungen zeigt Bild 4c, d [2] [3].

Die Diodenschaltungen benötigen stromergiebige Signalspannungsquellen zur Erzielung eines niederohmigen Diodendurchlaßwiderstandes. Bei den Transistorschaltungen arbeitet der durchgeschaltete Signalpfad als Emitterfolger. Die Basis-Emitterdiode des anderen Transistors ist in Sperrichtung gepolt. Es sind deshalb Schalttransistoren mit hochohmigen Basis-Emitter-Sperrwiderständen notwendig. Haben die verwendeten Transistoren nicht diese Eigenschaft, so kann der Sperrwiderstand durch eine zusätzliche Diode erhöht werden. Bei richtiger Dimensionierung kann der Durchlaßwiderstand dieser Zusatzdiode gegenüber dem Emitterwiderstand vernachlässigt werden. Der Sperrwiderstand ist bei Verwendung handelsüblicher Dioden groß gegenüber dem Ausgangswiderstand des Emitterfolgers. Dadurch ist eine gute statische Sperrdämpfung gewährleistet (Bild 4e, f).

Auswahlschalter

Durch Zusammenschaltung von Minimum- und Maximum-Auswahlgliedern nach Gl. (3) oder Gl. (4) können Auswahlschalter aufgebaut werden. Schaltungen nach dem Maximum-Minimumprinzip zeigt Bild 5. Außerdem sind kombinierte Schaltungen möglich, bei denen die Minimum-(Maximum-)auswahl mit Dioden und die Maximum-(Minimum-)auswahl mit Transistoren erfolgt.

Beim Aufbau nach dem Minimum-Maximumprinzip ergeben sich entsprechende Schaltungen.

Auswahlschalter mit Dioden bieten gegenüber Diodenbrücken nur den Vorteil des geringeren Aufwandes beim Aufbau von Mehrkanalschaltern.

Sehr günstige Eigenschaften besitzen dagegen Auswahlschalter, die mit Transistoren aufgebaut sind. Signalquelle und Signalempfänger sind getrennt, wenn der zugehörige Kanal gesperrt ist. Für den durchgeschalteten Kanal ergibt sich in guter Näherung die Hintereinanderschaltung zweier Emitterfolger als Ersatzschaltbild. Es ist für Maximum-Minimumauswahl im Bild 6 dargestellt. Durch die Emitterfolgerschaltung sind Signalquelle und Signalempfänger weitgehend entkoppelt. Die am Lastwiderstand zur Verfügung gestellte Leistung wird vom Schalter geliefert und von der Signalquelle gesteuert. Damit braucht die Signalquelle nur die Steuerleistung für den Schalter zu liefern. Die Transistorauswahlschalter sind als Verstärker mit mehreren Übertragungskanälen aufzufassen. Die Dimensionierung erfolgt unter Zugrundelegung des Ersatzschaltbildes durch Festlegen des gewünschten Arbeitspunktes im Kennlinienfeld. Das Kleinsignalverhalten zwischen den Umschaltzeiten kann dann mit Hilfe der Vierpolparameter beschrieben werden. Bandbreite und Driftarmut des Emitterfolgers entsprechen den Forderungen an einen Schalter weitgehend. Für die spezielle Realisierung eines Schalters durch einen Verstärker ergeben sich hochohmige Eingangswiderstände und niederohmige Ausgangswiderstände.

Erprobte Schaltung

Nach dem Maximum-Minimum-Auswahlprinzip wurde ein Zweikanalumschalter (Bild 7) aufgebaut. Die Schaltung zeigt Bild 8. In Abhängigkeit von der Polarität des Steuersignals S ist entweder Eingang E_1 oder Eingang E_2 auf den Ausgang A durchgeschaltet. Die für den durchgeschalteten Kanal erreichte Grenzfrequenz (3-dB-Abfall) liegt mit 5 MHz in der Größenordnung der Grenzfrequenz der verwendeten Bauelemente (OA 900, SF 131, AF 139). Als Sperrdämpfung wurde bei 10 kHz 30 dB gemessen.

Der Verfasser möchte an dieser Stelle Herrn Dr. Entreß und Herrn Dr. Roth für Anregungen und Diskussionen danken.

Literatur

[1] Entreß, G.: Die kontinuierliche Logik – eine Methode zur algebraischen Darstellung von Funktionen, die aus Teilstücken stetiger Funktionen zusammengesetzt sind. Wiss. Zeitschrift der TH Ilmenau 10 (1964), H. 1/2

[2] Entreß, G.: **Diodenschaltungen zur Modellierung der elementaren Funktionen „min" und „max"** in der Analogietechnik. Nachrichtentechnik 14 (1964), H. 12, S. 461–464

[3] Entreß, G.: Transistorschaltungen zur Modellierung der elementaren Funktionen „min" und „max" in der Analogietechnik. Nachrichtentechnik 15 (1965), H. 3, S. 113 und 114

[4] Korn, G. A. & Korn, T. M.: Electronic Analog and Hybrid Computers. Mc Graw-Hill Book Company 1964

[5] Backes, H., u. Schmidt, G.: Abtaster und Haltekreis. Elektronische Rechenanlagen 4 (1962), H. 5, S. 222–225

[6] Gilles, E. D., u. Schuchmann, H.: Der Transistorschalter im analogen Rechenkreis. Elektronische Rechenanlagen 8 (1966), H. 4, S. 186 bis 191

[7] Sebestyen, G.: A Design Technique for Pedestal-Free Switching Circuits. IRE Transactions on Electronic Computers Sept. 1957

[8] Kley, A., Heim, E., Müller, K., Nieß, P.: Elektronische Schalter für die Integrierersteuerung. Telefunkenzeitung 39 (1966), H. 1, S. 33–39

[9] Paul, R.: Transistoren. VEB Verlag Technik 1964

Digitalrechner bei der Entwicklung elektronischer Geräte

Teil 3 und Schluß

Dipl.-Ing. J. MATSCHKE

In den Teilen 1 und 2 dieser Beitragsfolge wurden allgemeine Betrachtungen zum Einsatz von Digitalrechnern bei der Entwicklung elektronischer Geräte angestellt und ein Syntheseprogramm-Beispiel „Berechnung eines bistabilen Multivibrators mit Transistoren" begonnen. Bisher wurden die Anwendung der aus der Literatur bekannten Lösungsformeln und die für die Programmierung notwendigen Vorüberlegungen behandelt.

Im 3. und letzten Teil werden die Programmablaufpläne des Beispiels dargestellt. Zum Verständnis dieses Teils gehört selbstverständlich das Studium der ersten beiden Teile.

5.3. Der Programmablaufplan

Die nächste Stufe der Programmierung stellt eine weitere Anpassung der Rechnung an die Arbeitsweise des Digitalrechners dar.

Die einzelnen Teilprozesse der Gesamtrechnung werden, mehr oder weniger fein aufgeteilt, in ihrer zeitlichen Abarbeitsfolge dargestellt. Dabei benutzt man die Blockbildtechnik mit richtungweisenden Verbindungsleitungen.

Hauptsächlich sind vier Symbolformen von Blöcken zu unterscheiden:

1. Operationskästchen
   z. B.

$$R_{C1} := \frac{U_{CC1} - U_{CE\,rest\,1}}{I_{C1}}$$

$$R_K := R_{K\,Pol}$$

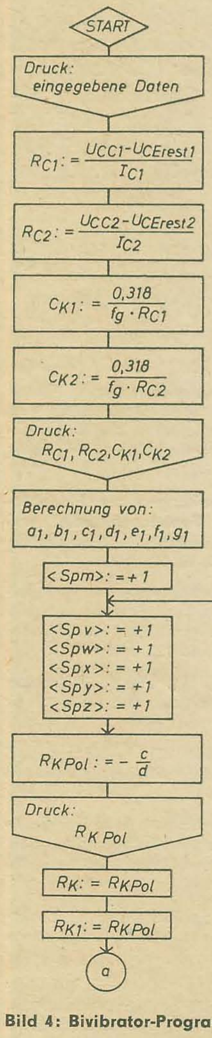
Das Zeichen $:=$ wird von links nach rechts als „ergibt sich aus" und von rechts nach links als „ergibt" gelesen.

Beim zweiten Beispiel ergeben sich also folgende Möglichkeiten:

von links nach rechts: R_K ergibt sich aus $R_{K\,Pol}$

von rechts nach links: $R_{K\,Pol}$ ergibt R_K

Das Gleichheitszeichen im bisher üblichen Sinn wird deswegen nicht verwendet, weil



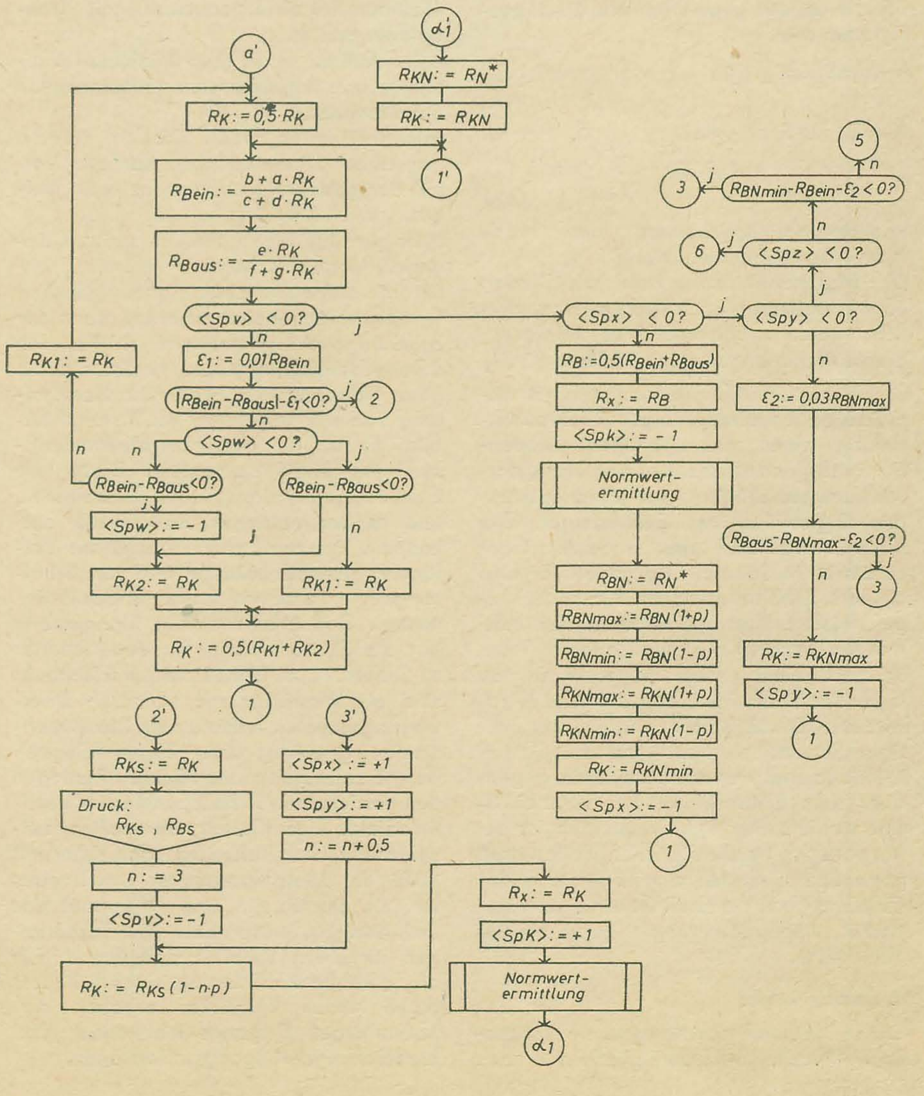


Bild 4: Bivibrator-Programmablaufplan, 1. Teil

Bild 5: Bivibrator-Programmablaufplan, 2. Teil

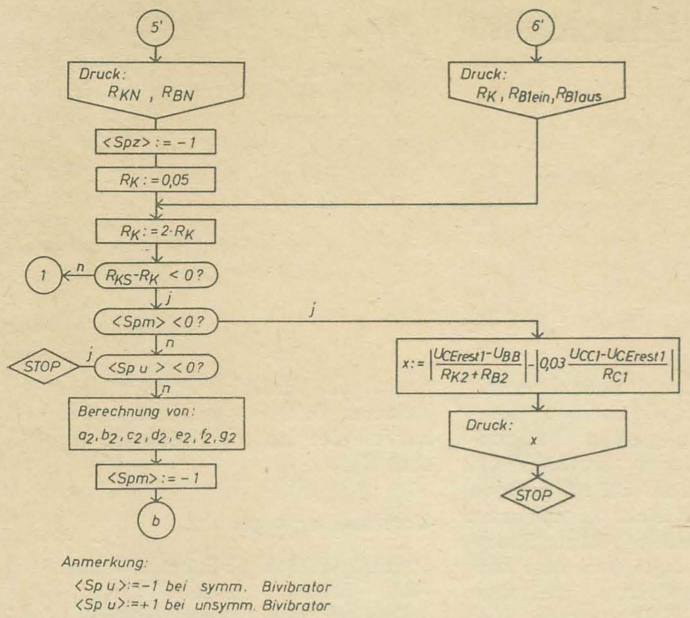


Bild 6: Bivibrator-Programmablaufplan, 3. Teil

Anmerkung: Alle Größen in den Programmablaufplänen sind als zugeschnittene Größen aufzufassen. Die Punktkennzeichnung wurde aus Gründen der Vereinfachung weggelassen.

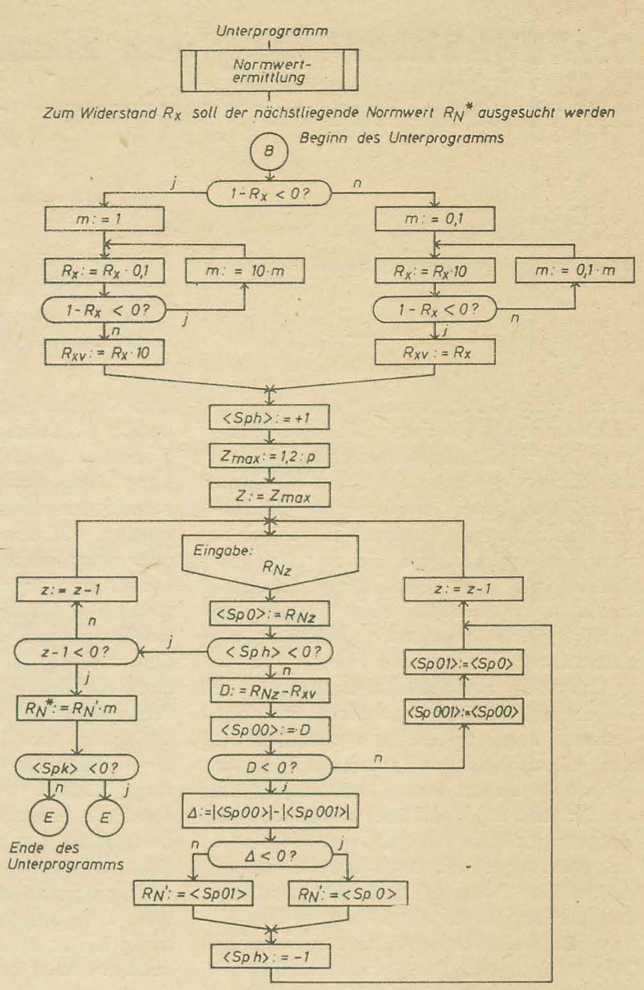
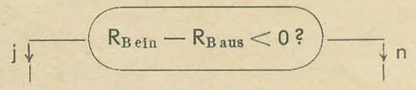


Bild 7: Bivibrator-Unterprogramm

einmal auf den Vorgang der Bildung der zu berechnenden Größe hingewiesen werden soll und zum anderen auch Ausdrücke wie $R_K := 0{,}5\,R_K$ Berechtigung haben sollen.

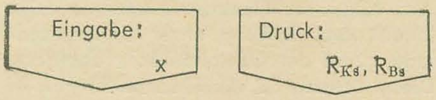
Mit $R_K := 0{,}5\,R_K$ wird angedeutet, daß die Variable R_K aus dem bisherigen R_K-Wert entsteht, indem man ihn mit 0,5 multipliziert. Im Rahmen einer zyklischen Wiederholung ergibt sich also R_K stets durch Halbierung des vorhergehenden R_K-Wertes.

2. Fragekästchen
z. B.



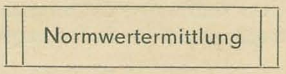
Mit Hilfe der Frageoperation kann der Rechner selbsttätige Entscheidungen herbeiführen. Er berechnet den im Kästchen stehenden Ausdruck und prüft, ob dieser positiv oder negativ ist. Ist der berechnete Ausdruck positiv, dann wird die gestellte Frage mit nein (n) beantwortet, und es wird an der mit n gekennzeichneten Richtungslinie weitergearbeitet. Bei Bejahung der Fragestellung geht der Programmablauf über die mit j gekennzeichnete Linie weiter.

3. Ein- und Ausgabekästchen
z. B.



Hiermit werden Ein- und Ausgaben von und zu peripheren Geräten symbolisch dargestellt.

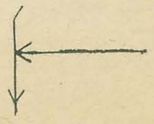
4. Unterprogramme
z. B.



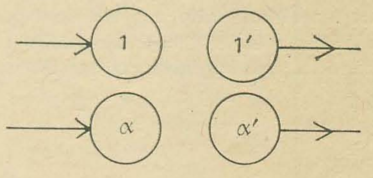
Hierdurch werden größere Programmteile in einem Block zusammengefaßt, die nicht nur in diesem einen Programm Bedeutung haben oder innerhalb eines Programms mehrfach angewendet werden.

Weiter werden noch die folgenden Symbole verwendet:

Zusammenführungsstelle mehrerer Richtungslinien



Unterbrechungsstellen (Konnektoren): Kommt man bei der Verfolgung des Flußbildes an einen solchen Kreis, so ist für den weiteren Ablauf der Betrachtung der Kreis mit dem gleichen Symbol zu suchen, bei dem aber die Programmlinie vom Konnektor wegweist. Zur besseren Übersicht ist das Symbol des aufzusuchenden Konnektors hier mit einem zusätzlichen Strich versehen.



Der Programmablaufplan beginnt bei einem „Start"-Kästchen und endet bei einem „Stop"-Kästchen.

Literatur

[1] Philipp, E. O.: Die Dimensionierung von bistabilen Multivibratoren mit Flächentransistoren. Elektronische Rundschau (1962), H. 4, S. 151–155

Dichtigkeitsprüfung von Planarschichten für Halbleiterbauelemente

M. HERBST

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik

Beim Herstellungsprozeß von Planarschichten sowie bei deren Weiterverarbeitung für Halbleiterbauelemente lassen sich Löcher in diesen Schichten nie ganz vermeiden. Unter ungünstigen Produktionsbedingungen kommt es sogar zu einer Löcherdichte, die die weitere Verwendbarkeit der passivierten Scheiben verbietet. Es ist daher eine einfach und zerstörungsfrei arbeitende Methode erwünscht, mit der man die Planarschichten routinemäßig auf das Vorhandensein von Löchern prüfen kann. Von den vielfältigen Untersuchungsmöglichkeiten scheidet die rein mikroskopische Betrachtung wegen der mit ihr verbundenen Unsicherheit bei der Bestimmung von Löchern aus. Sowohl röntgenografische oder elektronenoptische Untersuchungen als auch die Benutzung radioaktiver Isotope sind für Routineuntersuchungen zu zeitaufwendig. Der für den Löchernachweis vielfach verwendete Chlorgastest hat den Nachteil, daß er keine zerstörungsfreie Prüfung gestattet. Abgesehen davon, daß man mit ihm daher nur Stichprobenprüfungen vornehmen kann, ist er auch kaum verwendbar für die Untersuchung in Bearbeitungsstufen, die nach der Oxydation folgen. Aus diesem Grund wurde, in Anlehnung an ein in der Lackindustrie benutztes Verfahren, eine elektrische Methode auf ihre Brauchbarkeit als Prüfverfahren für die Dichtigkeit von Planarschichten untersucht.

Apparativer Aufbau und Untersuchungsmethode

Das Schema der experimentellen Anordnung zeigt Bild 1. Der auf der Rückseite vom Oxid befreite Prüfling liegt auf einer isolierten Metallplatte, die mit dem positiven Pol eines Hochspannungsteils verbunden ist. Der negative Pol des Generators wird an eine über dem Prüfling stehende Wolframspitze, wie sie für Spitzendioden verwendet wird, geführt. Die Spannung kann kontinuierlich bis 30 kV bei einer Stromentnahme bis 500 μA geregelt werden. Für den Fall eines Kurzschlusses oder einer Funkenentladung ist zur Strombegrenzung in den Leiterkreis eine umschaltbare Widerstandskette geeigneter Größe gelegt. Die Spitzenkatode über dem Prüfling ist in der Höhe verstellbar montiert. Die Prüfung über die gesamte Probenoberfläche kann durch eine Verschiebung der Metallauflage, die an einem Mikroskopkreuztisch angebracht ist, vorgenommen werden. Zur Beobachtung dient ein Mikroskop SM XX des VEB Carl Zeiss JENA, das mit seinen langbrennweitigen Objektiven den nötigen Sicherheitsabstand garantiert.

Wird eine Spannung von einigen kV zwischen Spitze und Probe angelegt, so beobachtet man an den Stellen, an denen der Isolator Löcher aufweist, in nicht zu hellen Räumen Entladungserscheinungen in Form kleiner leuchtender Punkte. Zur Erklärung der Leuchterscheinungen wird angenommen, daß der mit Spannungsanlegung sich ausbildende Elektronenstrom auf seinem Weg einen Teil der atmosphärischen Gasmoleküle ionisiert und daß sich Elektronen und negative Ionen unter Bildung einer Oberflächenladung auf der Oxidoberfläche anlagern. Diese Ladung ist die Ursache für ein in der Oxidschicht entstehendes kräftiges Feld, das die in Löcher eindringenden geladenen Teilchen stark beschleunigt. Dadurch werden dort befindliche Gasmoleküle ionisiert und zum Leuchten angeregt. Ersetzt man den Prüfling durch ein Metallplättchen oder ein Stück dichtes Isoliermaterial, so sind keine Leuchterscheinungen zu beobachten. Im Fall einer Metallprobe geht der Strom auf den wesentlich kleineren Feldemissionsstrom zurück, und im Fall des Isoliermaterials ist er praktisch Null.

Untersuchungsergebnisse

Speziell wurden Si-Epitaxiescheiben mit 6000 $\cdots$ 8000 Å starken Oxidschichten untersucht. Sind Spitze und Probe in der angegebenen Weise mit dem Generator verbunden, dann werden gut auswertbare Leuchterscheinungen beobachtet. Werden jedoch die Elektroden entgegen der im Bild 1 angegebenen Schaltung gepolt, so ist nur ein stark flackerndes Leuchten zu sehen. Versuche, die an Zimmerluft mit einem relativen Feuchtigkeitsgehalt um 50% durchgeführt wurden, zeigten ebenfalls nur ein stark unterbrochenes Leuchten geringer Helligkeit und einen relativ kleinen Leuchtbereich. Dagegen leuchtet beim Anblasen der Probe mit trockenem Stickstoff die Mehrzahl der Leuchtflecken konstant in guter Helligkeit. Zur Erzielung eines gleich großen Untersuchungsbereichs der erfaßbaren Oxidlöcher ist bei gleichem Spitzenabstand von der Oxidoberfläche mit N_2 eine geringere Anodenspannung als bei Luft notwendig. Sehr schwache Stickstoffströme oder ungünstige Anblasrichtung haben kleinere vom Katodenfeld erfaßte Oxidbereiche zur Folge, in denen Löcher zum Leuchten angeregt werden.

Die für einen bestimmten Elektrodenabstand zulässige Spannung wird durch die Forderung begrenzt, daß die Durchbruchspannung des Oxides (etwa 50 V/μm) nicht überschritten werden darf. Diese Grenze markiert sich durch Einsetzen von Funkenüberschlägen. Gegenwärtig wird eine verbesserte Versuchsanordnung benutzt, bei der in abgeschlossener Stickstoffatmosphäre gearbeitet wird. Es hat

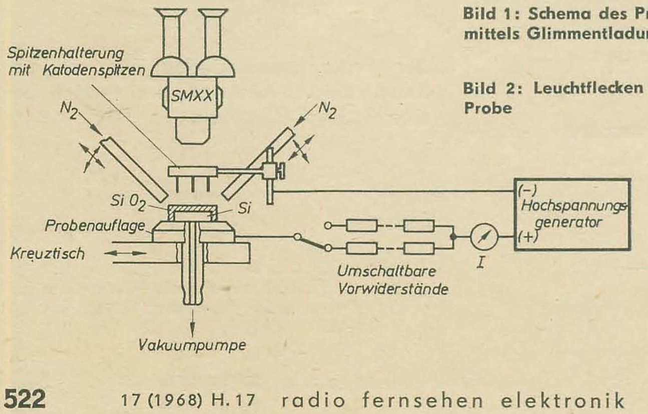


Bild 1: Schema des Prüfplatzes für Planarschichten mittels Glimmentladung

Bild 2: Leuchtflecken auf einer ungereinigten Si-Probe

sich gezeigt, daß die Leuchterscheinungen in reiner Stickstoffumgebung bei niedrigeren Spannungen einsetzen als beim Anblasen der in Zimmerluft stehenden Proben mit N_2. Dadurch ergeben sich weitere Vorzüge bei der Anwendung der Methode.

Für die routinemäßige Prüfung oxydierter Si-Scheiben ist es vorteilhaft, wenn der unter der Spitze zum Leuchten angeregte Bereich möglichst die ganze Probenoberfläche erfaßt. Mit wachsendem Abstand l zwischen Spitze und Probe wird die erforderliche Anodenspannung U_A, aber auch der mittlere Durchmesser d des erfaßbaren Bereichs durch die Feldstreuung nach folgenden Richtwerten größer:

l in mm	U_A in kV	d in mm
5 ··· 7	5 ··· 7	4 ··· 7
8 ··· 11	10 ··· 15	9 ··· 12
12,5	20 ··· 25	12 ··· 18

Der leuchtende Teil der Probenoberfläche konnte auch dadurch vergrößert werden, daß mit zwei oder drei Spitzen und zweckmäßig gerichteten Stickstoffdüsen gearbeitet wurde. Der bei stark löcherhaltigen Proben unter Benutzung von drei Spitzen fließende Gesamtstrom war nicht größer als 400 μA.

Infolge der hohen Spannungen setzt an der Wolframspitze eine Katodenzerstäubung ein, die auf der Oxidoberfläche einen dünnen, nicht zusammenhängenden und abwischbaren Niederschlag bildet. Durch Benutzung kleinerer Spitzenabstände und damit geringerer Anodenspannungen kann dieser Effekt stark reduziert werden. Die Katodenzerstäubung ist auch als Ursache dafür anzusehen, daß die Zahl der Glimmflecke bei Dauerversuchen in der Regel nicht konstant bleibt, sondern daß im Verlauf von 20 min in einigen Fällen bis zu 40 % der leuchtenden Löcher verlöschen. Bei einem Teil der untersuchten Oxidschichten erreichte die Zahl der Leuchtflecke nach Durchlaufen eines schwachen Minimums, das nach 4 ··· 5 min Leuchtdauer auftritt, nach 15 bzw. 20 min angelegter Spannung wieder die ursprüngliche Anzahl oder überstieg sie etwas. Vermutlich führen Oxidbereiche mit gestörter Struktur bzw. erhöhter Leitfähigkeit durch lokale Erwärmung zur Bildung eines offenen Kanals und damit zur Zündmöglichkeit für neue Glimmerscheinungen.

Bild 2 zeigt die Aufnahme von Leuchtflecken an einer Si-Probe, deren Oberfläche vor der Oxydation nicht gereinigt wurde. Parallelversuche mit dem Chlorgastest an Proben, die in gleicher Weise behandelt waren, ergaben dieselben Aussagetendenzen wie die elektrische Methode.

Eine Abschätzung der kleinsten erfaßten Leuchtfleckgrößen mit dem Mikroskop ergab einen Durchmesser von etwa 5 μm. Da die Leuchterscheinung sich über den Lochrand hinauswölbt, dürfte die wahre Lochgröße noch geringer sein.

Zur Zeit werden im VEB Werk für Fernsehelektronik die Einwirkungen einzelner Arbeitsgänge auf die Dichtigkeit von Planarschichten untersucht. Aus dem Prinzip ergibt sich jedoch, daß die Methode universell auf die Untersuchung der mechanischen Dichtigkeit beliebiger Isolationsschichten anwendbar ist, die auf leitende Unterlagen aufgebracht sind. Gewisse Vorsichtsmaßnahmen sind nur bei z. B. fotochemisch empfindlichen Isolierschichten nötig.

Stabilisierung des Transistorarbeitspunktes mittels linearer Widerstände

Dipl.-Ing. L. STEINHÄUSER

Die üblichen Methoden zur Arbeitspunktstabilisierung bei Transistoren sind zwar prinzipiell bekannt, jedoch vermißt man in der einschlägigen Literatur eine geschlossene Darstellung der in der Praxis auftretenden Fragen. Der vorliegende Beitrag soll dem Amateur einen Überblick über die Dimensionierungsregeln bei der Arbeitspunktstabilisierung mittels linearer Widerstände geben und dem Studierenden zeigen, wie sich derartig gelagerte Probleme rechnerisch behandeln lassen.

Aufgabenstellung

Wenn man von Änderungen der zur Arbeitspunkteinstellung benutzten Widerstände absieht, können beim Transistor Arbeitspunktverschiebungen hervorgerufen werden durch:

Betriebsspannungsschwankungen,

die Temperaturabhängigkeit der Emitter-Basisspannung,

die Temperaturabhängigkeit des Reststromes.

Da es praktisch bedeutungslos ist, ob man die Arbeitspunktschwankungen in Kollektorstrom- oder Kollektorspannungsänderungen ausdrückt, soll im folgenden der Kollektorstrom eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors als Funktion der drei genannten Einflußgrößen für die beiden gebräuchlichsten Schaltungen berechnet werden. Durch Differenzieren nach einer der interessierenden Einflußgrößen folgen dann daraus Stabilisierungsfaktoren bzw. Dimensionierungsvorschriften.

Voraussetzungen

Um ein schwer lösbares nichtlineares Gleichungssystem zu umgehen, wird von einem linearisierten, vereinfachten Transistorkennlinienfeld in Emitterschaltung ausgegangen (Bild 1). Der größte Fehler entsteht dabei im Eingangskennlinienfeld $I_B = f(U_{EB})$, da die Emitter-Basisdiode durch einen linearen Widerstand R_e ersetzt ist, der demzufolge je nach Arbeitspunkt und Transistortyp (Ge, Si) ganz verschiedene Werte annehmen kann. Praktisch wiegt dieser Fehler jedoch nicht so schwer, wie sich später noch zeigen wird.

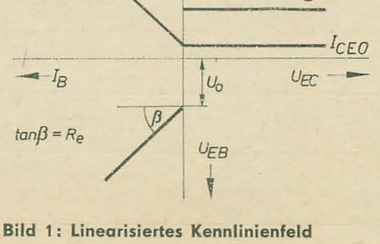


Bild 1: Linearisiertes Kennlinienfeld

Die gewählte Darstellung hat jedoch den Vorteil, daß sich die Verschiebung der I_B-U_{BE}-Kennlinie mit der Temperatur relativ gut durch ein variables U_0 nachbilden läßt.

Das Kennlinienfeld nach Bild 1 wird durch folgende Gleichungen beschrieben:

$$I_C = I_{CO} + B\,I_B \quad (1)$$

$$U_{EB} = U_0 + I_B R_e \quad (2)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (3)$$

Die beiden zu untersuchenden Grundschaltungen zeigen die Bilder 2 und 3.

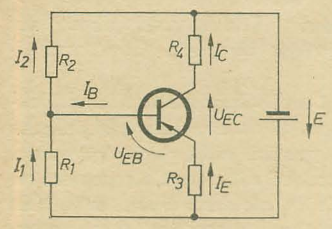


Bild 2: Grundschaltung I

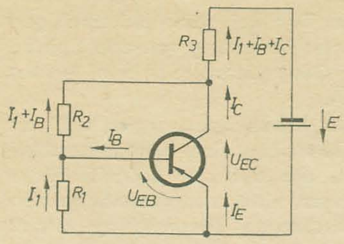


Bild 3: Grundschaltung II

Grundschaltung I

Aus Bild 2 lassen sich folgende Gleichungen ableiten:

$$E = I_E R_3 + U_{CE} + I_C R_4 \quad (4)$$

$$I_1 R_1 = I_E R_3 + U_{EB} \quad (5)$$

$$E = I_1 R_1 + I_2 R_2 \quad (6)$$

$$I_1 + I_B = I_2 \quad (7)$$

Zusammen mit den Gln. (1) ··· (3) kann man daraus

$$I_C = f(I_{CO}, B, U_O, R_e, R_1 \cdots R_4, E)$$

bestimmen, wobei Gl. (4) nicht benötigt wird. Die Rechnung ergibt nach einigen Umformungen

$$I_C = I_{CO}\left[1 - \frac{B\,R_3}{R_3(1+B) + R_e + R_1||R_2}\right] - U_O \frac{B}{R_3(1+B) + R_e + R_1||R_2} + E \frac{\frac{B\,R_1}{R_1 + R_2}}{R_3(1+B) + R_e + R_1||R_2} \quad (8)$$

bzw.

$$I_C = I_{CO} \frac{1}{1 + B\frac{R_3}{R_3 + R_e + R_1||R_2}} - U_O \frac{B}{R_3(1+B) + R_e + R_1||R_2} + E \frac{B\frac{R_1||R_2}{R_2}}{R_3(1+B) + R_e + R_1||R_2} \quad (9)$$

Den drei Einflußgrößen entsprechend kann man drei Stabilisierungsfaktoren definieren, die die I_C-Änderung bei Änderung der betreffenden Einflußgröße angeben.

$$S_1 = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} \quad S_2 = -\frac{\partial I_C}{\partial U_O} \quad S_3 = \frac{\partial I_C}{\partial E} \quad (10)$$

Definitionsgemäß erhält man damit die größte Stabilität bei $S = 0$. Das negative Vorzeichen bei S_2 berücksichtigt den Tatbestand, daß mit steigender Temperatur eine Verkleinerung von U_O eintritt.

Die nach Gl. (10) definierten Stabilisierungsfaktoren entsprechen noch nicht voll den praktischen Belangen der Schaltungstechnik, denn die Frage lautet meist:

Um wieviel Prozent ändert sich I_C bei einer bestimmten prozentualen Änderung von I_{CO}, U_{EB} oder E? Dieses Verhältnis der relativen Fehler läßt sich aber leicht aus den Größen S_i ermitteln, z. B. ist

$$\frac{\frac{\Delta I_C}{I_C}}{\frac{\Delta U_{EB}}{U_{EB}}} = \frac{\frac{\Delta I_C}{I_C}}{\frac{\Delta U_O}{U_O}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_O} \cdot \frac{U_O}{I_C} = S_2 \frac{U_O}{I_C} \quad (11)$$

U_O müßte in diesem Beispiel geschätzt werden (Schnittpunkt der Asymptote an die U_{EB}-I_B-Kennlinie für $I_B \to \infty$ mit der U_{EB}-Achse).

Ähnlich lassen sich S_1 und S_3 auswerten. Die Bildung der relativen Fehler empfiehlt sich auch deshalb, weil S_2 und S_3 als dimensionsbehaftete Größen bezüglich ihrer Größenordnung schlecht beurteilt werden können.

Stabilität von I_C bezüglich ΔI_{CO}

Gl. (9) ergibt

$$S_1 = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = \frac{1}{1 + B\frac{R_3}{R_3 + R_e + R_1||R_2}} \quad (12)$$

Da meist $R_3 + R_1||R_2 \gg R_e$ gilt, erhält man näherungsweise

$$S_1 \cong \frac{1}{1 + \frac{B\,R_3}{R_3 + R_1||R_2}} \quad (13)$$

Die Dimensionierungsvorschrift für gute Stabilität gegen I_{CO}-Schwankungen lautet somit

$$B\frac{R_3}{R_3 + R_1||R_2} \gg 1 \quad (14)$$

d. h., bei kleiner Stromverstärkung $B \approx I_C/I_B$ muß der Basisspannungsteiler $R_1||R_2$ niederohmig gegen den Emitterwiderstand R_3 sein.

Stabilität von I_C bezüglich ΔU_O (ΔU_{EB})

Die Gleichung für den Stabilisierungsfaktor S_2 lautet

$$S_2 = \frac{\partial I_C}{\partial U_O} = \frac{B}{R_3(1+B) + R_e + R_1||R_2} \quad (15)$$

Mit obenstehender Näherung wird

$$S_2 \approx \frac{B}{R_3(1+B) + R_1||R_2} \quad (16)$$

Dimensionierungsregel:

$$R_3(1+B) + R_1||R_2 \gg B \quad (17)$$

Hier ist also ein hochohmiger Basisspannungsteiler und eine kleine Stromverstärkung B, jedoch ein großer Emitterwiderstand erwünscht, was für Si-Transistoren besonders bedeutungsvoll ist, da bei ihnen I_{CO} meist vernachlässigt werden kann und somit Forderung (14) entfällt.

Stabilität von I_C bezüglich ΔE

Aus Gl. (9) folgt

$$S_3 = \frac{B\frac{R_1||R_2}{R_2}}{R_3(1+B) + R_1||R_2 + R_e} \quad (18)$$

$$S_3 \approx \frac{B\frac{R_1||R_2}{R_2}}{R_3(1+B) + R_1||R_2} \quad (19)$$

Dimensionierungsregel:

$$R_3(1+B) + R_1||R_2 \gg B\frac{R_1||R_2}{R_2} \quad (20)$$

Gl. (19) besagt, daß der Emitterwiderstand möglichst groß sein muß, ebenso R_2 (Stromeinspeisung).

Grundschaltung II

Aus Bild 3 ergeben sich die Gleichungen

$$E = U_{EC} + R_3(I_1 + I_B + I_C) \quad (21)$$

$$U_{EB} = I_1 R_1 \quad (22)$$

$$U_{EC} = I_1 R_1 + R_2(I_1 + I_B) \quad (23)$$

Unter Benutzung der Gln. (1) ··· (3) kann man das System nach I_C auflösen – Gl. (3) wird dabei nicht benötigt – und erhält schließlich

$$I_C = I_{CO}\frac{1}{1 + \frac{B\,R_3}{R_2 + R_3 + \frac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3)}} - U_O \frac{B\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1}}{B\,R_3 + \frac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3) + R_2 + R_3} + E\frac{B}{B\,R_3 + \frac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3) + R_2 + R_3} \quad (24)$$

In Analogie zur Grundschaltung I folgen daraus die Stabilisierungsfaktoren S_1, S_2, S_3.

Stabilität von I_C bezüglich ΔI_{CO}

Aus Gl. (24) folgt

$$S_1 = \frac{1}{1 + \frac{B\,R_3}{R_2 + R_3 + \frac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3)}} \quad (25)$$

Stabilität gegen Änderung von	Dimensionierungsvorschrift	
	Schaltung I (Bild 2)	Schaltung II (Bild 3)
I_{CO}	$B\frac{R_3}{R_3 + R_1\|\|R_2} \gg 1$	$B \gg 1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_e}{R_1}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)$
U_{EB} (U_O)	$R_3(1+B) + R_1\|\|R_2 \gg B$	$\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \ll R_3 + \frac{1}{B}[\cdots]$
E	$R_3(1+B) + R_1\|\|R_2 \gg \frac{B(R_1\|\|R_2)}{R_2}$	$1 \ll R_3 + \frac{1}{B}[\cdots]$

$[\cdots] \triangleq \frac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3) + R_2 + R_3$

und damit die Dimensionierungsregel zur Schaffung großer Stabilität gegen Reststromänderungen.

$$B \gg 1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_e}{R_1}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) \qquad (26)$$

Da $R_e \ll R_1$ im allgemeinen nicht erfüllt ist, muß R_e von Fall zu Fall abgeschätzt werden, was mit

$$R_e = \frac{U_{EB}}{I_B}$$

$$\begin{pmatrix} U_{EB} \approx 0{,}3\,V \text{ bei Ge-Transistoren} \\ U_{EB} \approx 0{,}7\,V \text{ bei Si-Transistoren} \end{pmatrix}$$

leicht möglich ist.
Übersichtlich ist Gl. (26) nur in der Aussage, daß B möglichst groß sein soll und R_3 groß gegen R_2 sein muß.

Stabilität von I_C bezüglich ΔU_0 (ΔU_{EB})

Nach Gl. (24) ist

$$S_2 = \frac{B\,\dfrac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1}}{B\,R_3 + \dfrac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3) + R_2 + R_3} \qquad (27)$$

Stabilitätsforderung:

$$\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \ll R_3 + \frac{1}{B}\left[\frac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3) + R_2 + R_3\right] \qquad (28)$$

Eine eindeutige Aussage der Gl. (28) ist die Forderung nach möglichst kleinem B, während die übrigen Fälle differenziert betrachtet werden müssen.

Stabilität von I_C bezüglich ΔE

Gl. (24) liefert

$$S_3 = \frac{B}{\dfrac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3) + R_2 + R_3 + B\,R_3} \qquad (29)$$

Stabilitätsforderung:

$$1 \ll R_3 + \frac{1}{B}\left[\frac{R_e}{R_1}(R_1 + R_2 + R_3) + R_2 + R_3\right] \qquad (30)$$

Hiermit wird ausgesagt, daß ein möglichst großer Gegenkopplungswiderstand R_3 anzustreben ist.

Auswertung der Ergebnisse

Vergleicht man die aus S_1, S_2 und S_3 folgenden Dimensionierungsvorschriften, so stellt man z. T. beachtliche Abweichungen fest. Soll also gegen die drei Einflußgrößen gleichzeitig stabilisiert werden, so sind Kompromisse notwendig. (Ein mathematisches Optimum als Extremwert einer Funktion mehrerer Variabler existiert allerdings nicht.) Die drei Stabilisierungsfaktoren stimmen lediglich in der Aussage überein, daß der eigentliche Stabilisierungswiderstand R_3 groß (gegen die übrigen Widerstände) sein muß; dies gilt für beide Grundschaltungen.
Die nachstehende Tabelle faßt die einzelnen Ergebnisse nochmals zusammen (bei Schaltung I ist R_e vernachlässigt).
Bemerkenswert sind die Ergebnisse von S_2 (Stabilität gegen ΔU_{EB}), die den üblichen Schaltungsmaßnahmen geradezu widersprechen. Dies ist besonders beim Si-Transistor von Bedeutung, da hier eine I_{CO}-Stabilisierung (in analogen Schaltungen) praktisch entfällt.

Zusammenfassung

Für zwei übliche Gleichstrom-Grundschaltungen des Transistors wird der Kollektorstrom als Funktion des Reststroms I_{CO}, der Emitter-Basis-Schwellspannung U_O und der Batteriespannung E näherungsweise berechnet. Daraus werden Stabilisierungsfaktoren gebildet und mit Hilfe dieser Dimensionierungsregeln zur Arbeitspunktstabilisierung abgeleitet. Die Ergebnisse werden diskutiert.

Literatur

[1] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin, Berliner Union Stuttgart 1961

[2] Rusche, Wagner, Weitzsch: Flächentransistoren. Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1961

Ein Vierspur-Stereobandgerät aus der Sowjetunion

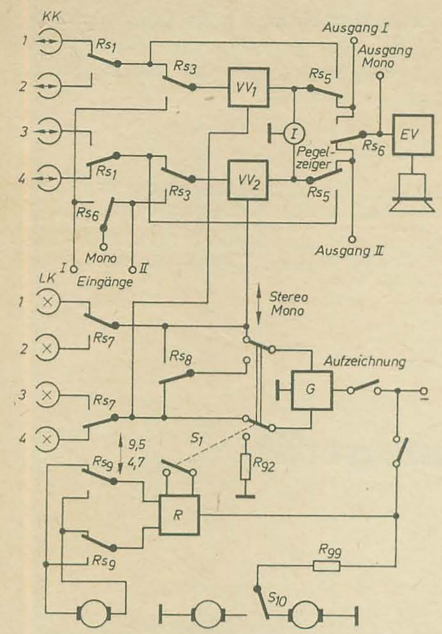
Gesamtaufbau

Das Mono-Stereotonbandgerät mit 1/4-Spuraufzeichnung ist mit einer Impulssteuerung ausgestattet, die sehr einfach eine Fernbedienung ermöglicht. Durch dieses Steuersystem ist das Gerät auch als Diktafon und automatischer Telefonsekretär geeignet. Das Gerät besitzt einen Antriebs- und zwei Wickelmotoren. Der Antriebsmotor ist elektronisch geregelt, gewährleistet eine Genauigkeit der Bandgeschwindigkeit von $\pm 0{,}5\,\%$ und ist sowohl für die beiden Geschwindigkeiten 9,53 und 4,76 cm/s als auch für Vor- und Rücklauf umschaltbar. Bei Richtungsänderung des Bandlaufs erfolgt automatisch die Umschaltung von Spur und Bandzugsbremse. Die Gleichlaufschwankungen liegen bei 0,25 %. Die Umspulzeit für 250-m-Band beträgt etwa 3 min.
Die Frequenzgänge der beiden Stereokanäle sind bis zu 5 dB unterschiedlich und umfassen – mit einem Band Typ 6 über alles gemessen – bei 9,53 cm/s 31,5···12 000 Hz und bei 4,76 cm/s 50 bis 6000 Hz. Die Übersprechdämpfung beträgt $\geq$ 30 dB, die Löschdämpfung 60 dB. Die als Kontrollverstärker gedachte Endstufe hat eine Ausgangsleistung von 1 W. Das Gerät ist für Netz- und Batteriebetrieb ausgelegt. Seine äußeren Abmessungen sind 420 mm × 270 mm × 125 mm. Die Masse einschließlich Batterien beträgt 6,7 kg.
Das Gerät besitzt vier Kombiköpfe (s. Bild). Bei Stereoaufzeichnungen gehören die Spuren 1 und 4 zum ersten und die Spuren 2 und 3 zum zweiten Kanal. Bei Monobetrieb werden bei einer Bandlaufrichtung nach rechts die erste und dritte Spur und bei einer Bandlaufrichtung nach links die zweite und die vierte Spur verwendet. Die Umschaltung erfolgt durch das Relais Rs_1. Die Relais Rs_7 und Rs_8 schalten entsprechend die Löschköpfe um. Mit Rs_9 wird die Drehrichtung des Bandmotors, mit Rs_{10} die der Wickelmotore geändert. Der Kontrollverstärker kann an jeden Vorverstärker geschaltet werden. Der Lösch- und Vormagnetisierungsgenerator hat zwei symmetrische Ausgänge. Bei Monoaufzeichnung wird ein Ausgang über R_{92} an Masse gelegt.
Der elektrische Teil besteht aus den Vorverstärkern (VV), dem Pegelzeiger (I), dem Kontrollverstärker (EV), dem Lösch- und Vormagnetisierungsgenerator (G), den Köpfen, der Geschwindigkeitsregeleinrichtung (R) und dem Antriebsteil.
Die Vorverstärker haben eine Eingangsempfindlichkeit von 1 mV. Die nichtlinearen Verzerrungen liegen unter 1 %. Die Ausgangsspannung der Verstärker beträgt bei Wiedergabe 0,5 V und bei Aufnahme 4 V.

Aufnahme- und Wiedergabeteil

Jeder Verstärker hat vier Stufen. Drei sind galvanisch gekoppelt, um Frequenz- und Phasengang zu verbessern. Die galvanische Kopplung erfordert jedoch eine gute Stabilisierung des Arbeitspunktes. Dafür wird an die Basis des 1. Transistors eine Gegenkopplungsgleichspannung zurückgeführt. Die ersten beiden Stufen geben eine Verstärkung von 100···200. Die dritte Stufe dient der Anpassung an die Endstufe. Der Ausgang des Verstärkers wird bei den verschiedenen Betriebsarten an den hochohmigen Aufzeichnungskopf, den Spannungsteiler, den Leistungsverstärker und den Pegelzeiger geschaltet. Eine RC-Kombination dient der Kompensation der Kopfimpedanz.
An den Verstärkerausgängen befinden sich Spannungsteiler, deren gemeinsamer Fußpunkt durch den an Masse liegenden Schleifer des symmetrisch zwischen beiden Teilern liegenden Balancereglers gebildet wird. Die Eingangswiderstände des Leistungsverstärkers und der Schaltung des Aussteuerungsinstruments sind hochohmig.

Die Frequenzgangkorrektur ist auf den Aufzeichnungs- und den Wiedergabekanal so verteilt, daß ein größtmöglicher Störabstand erzielt wird.
Zur Kompensation der Spaltfunktion des Kopfes muß die Kennlinie bei hohen Frequenzen um 26 dB angehoben werden. Da aber bei Frequenzen über 3 kHz die Kopfgeräusche groß werden, erfolgt die Anhebung nur um 20 dB. Die Korrektur der tiefen Frequenzen erfolgt nur im Wiedergabekanal durch eine frequenzab-



Prinzipschaltbild des Vierspur-Stereobandgerätes

hängige Gegenkopplung. Die Frequenzgangkorrektur wird bei Geschwindigkeitsumschaltung mit Hilfe des Schalters S_1 verändert.

Die HF-Vormagnetisierung erfolgt vom Löschgenerator. Bei einer Induktivität des Kombikopfes (vom Magnetbandgerät „Jausa") von 1 H ist eine Spannung von 300 V erforderlich. Die Spannungsüberhöhung basiert auf den Resonanzeigenschaften des Schwingkreises. Mit Hilfe eines Trimmkondensators kann der Vormagnetisierungsstrom eingestellt werden.

Die beiden Verstärker erhalten gemeinsam eine mit einem Transistor in Emitterfolgeschaltung stabilisierte Speisespannung und sind dadurch auch vor Störungen durch den Motor geschützt.

Die Toleranzen der Bauelemente der Verstärker sind zur Erzielung gleicher Parameter $\leq 5\,\%$. Der Kontrollverstärker ist mit sechs Transistoren aufgebaut. Er kann an jeden der vier Kanäle geschaltet werden. Die Ausgangsleistung beträgt 1 W, die nichtlinearen Verzerrungen 1 %, die Eingangsnennspannung 0,5 V und der Eingangswiderstand 30 kΩ. Alle Stufen des Verstärkers sind galvanisch gekoppelt. Um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen, ist die erste Stufe als Kollektor-Basisstufe ausgeführt. Der Verstärker besitzt eine starke Gegenkopplung für Gleich- und Wechselstrom. Die Wechselstromgegenkopplung enthält die Frequenzgangkorrekturglieder.

Der mit zwei Transistoren aufgebaute Lösch- und Vormagnetisierungsgenerator erzeugt eine Frequenz von 70 kHz. Im Stereobetrieb werden gleichzeitig zwei Köpfe gespeist. Die Spannung wird durch Anzapfen der Schwingkreisspule abgenommen. Bei Monobetrieb wird anstelle des zweiten Löschkopfes der Widerstand R_{92} angeschaltet. Der Generator arbeitet als Impulsgenerator. Durch den Schwingkreis mit hoher Güte wird die Grundfrequenz herausgefiltert. Die Schwingkreisspule ist auf einen Ferritkern gewickelt und hat 65 + 15 + 15 + 65 Windungen.

Die elektronische Drehzahlregelung

Der Geschwindigkeitsstabilisator enthält acht Transistoren. Das Regelsystem gewährleistet eine gleichmäßige Bandgeschwindigkeit bei einer Änderung der Speisespannung von 10 auf 20 V bei verschiedener Belastung der Welle des Bandantriebsmotors. Als Grundlage der Geschwindigkeitsstabilisierung dient der Vergleich einer Umdrehung des Bandantriebsmotors mit einer Schwingungsperiode des Generators.

Ein Impulsgeber erzeugt Impulse mit einer der Motordrehzahl gleichen Frequenz. Diese Impulse werden verstärkt und geformt zum Anstoßen des 1. Multivibrators benutzt. Von der Impulsrückflanke wird der 2. Multivibrator angestoßen. Beide Multivibratoren haben eine eingestellte Impulsdauer und geben ihr Signal an eine Vergleichsschaltung. Die Impulse überschneiden sich, wenn die Impulsfolgezeit des Gebers kleiner ist als die Gesamtdauer der eingestellten Impulse. Der Differenzimpuls gelangt zum Gleichrichter, der ein Regelsignal für das Steuerelement des Motors bildet.

Bei den Funktionen „Aufnahme" und „Wiedergabe" erhält der Bandantriebsmotor die volle Speisespannung, da am Steuerelement kein Regelsignal anliegt und es demzufolge geöffnet ist. Wenn der Motor eine ausreichende Geschwindigkeit erreicht hat und die Impulsfolge des Gebers dichter ist als die eingestellte Gesamtimpulsdauer der Multivibratoren, so entsteht am Ausgang der Vergleichsschaltung ein Impuls. Der Gleichrichter verwandelt diesen Impuls in ein Signal mit konstantem Pegel, das das Steuerelement sperrt. Der Speisestrom des Bandantriebsmotors verringert sich, und die Drehzahl sinkt auf den Nennwert.

Im stationären Zustand formt die Vergleichsschaltung Nadelimpulse, und am Ausgang des Gleichrichters stellt sich ein mittlerer Pegel ein. Solch ein Regelsystem gewährleistet eine Geschwindigkeitsstabilisierung des Bandantriebsmotors bei den oben angeführten Faktoren bis zu 0,5 %. Unter normalen Bedingungen beträgt die Drift der Impulsflanke und des -abfalls der Multivibratoren und folglich auch die Stabilität der Geschwindigkeit der Antriebswelle 0,1 %.

Der Gebermagnet ist an der Motorwelle befestigt. Die Spule befindet sich am Stator und besteht aus 300 Windungen auf einem U-förmigen Permalloikern.

Steuerorgane und Stromversorgung

Alle Umschaltungen erfolgen im Gerät mit Hilfe von Relais und Elektromagneten, wodurch die Mechanik vereinfacht wird. Zur Einsparung von Energie wurde jedoch im Magnetbandgerät die Impulssteuermethode angewandt. Von den zwölf im Gerät eingebauten Relais sind zehn polarisierte Relais, die nur während der Umschaltung Energie benötigen und bis zum nächsten Kommando in der entsprechenden Lage verbleiben. Die verwendeten polarisierten Relais erfordern eine Spannung von mindestens 18 V. Da die Spannungsquelle aber nur 12 Volt hat, wird eine Schaltung zur Spannungsverdopplung mit einem Kondensator verwendet. Dieser Kondensator lädt sich bis 12 V auf und wird durch ein Relais in Reihe mit der Spannungsquelle geschaltet.

Ein Relaistrigger dient zur Umschaltung der Köpfe bei automatischem Betrieb. Er wird von Kontakten gesteuert, die durch Metallfolien auf dem Band geschlossen werden. So erfüllen diese Kontakte gleich zwei Funktionen – die Umschaltung der Bandlaufrichtung und der Köpfe.

Beim Schließen der Kontakte fließt durch die linke Wicklung des Relais Rs_8 der Ladestrom eines Kondensators. Das Relais schaltet. Die Spannung dieses Kondensators ist der Speisespannung entgegengesetzt, und der Strom durch die rechte Wicklung ist ausreichend zum Ansprechen des Relais. Ein Widerstand dient der Entladung.

Zur zuverlässigen Arbeit des Antriebssystems muß die Anzugszeit der Elektromagneten 0,1 s betragen, was durch ein Zeitrelais (Rs_{12}) gewährleistet wird. Eine Vergrößerung der Anzugszeit würde zu einer bedeutenden Erhöhung der erforderlichen Energie führen.

Beim Drücken eines Knopfes spricht das Relais durch den Ladestrom eines Kondensators an. Die Stromquelle wird an die Wicklung des Elektromagneten gelegt. Die Wicklung des Zeitrelais wird dabei vom Ladestrom gespeist. Die Zeit, während der der Ladestrom bis auf den Haltestrom des Zeitrelais absinkt, bestimmt die Zeit der Kontaktschließung und folglich auch die Arbeitszeit der Elektromagneten.

Das Meßinstrument dient der Anzeige des Aufzeichnungs- und Wiedergabepegels, der Speisespannung und der Spurnummer. Das Summensignal von den Vorverstärkern gelangt bei Aufzeichnung oder Wiedergabe zum Instrument. Bei Aufzeichnung schließt ein Kondensator den HF-Vormagnetisierungsstrom kurz. Bei gedrückter Taste wird die Spurnummer angezeigt. Jeder Spur entspricht eine bestimmte Lage der Kontakte der Relais Rs_7 und Rs_8. So erhält man vier Schaltkreise mit vier unterschiedlichen Widerständen. Die Skale ist in vier Sektoren geteilt. Jeder Sektor entspricht einer Spur.

Die Speisespannung wird im vierten Sektor gemessen, der zusätzlich eine Skalenteilung besitzt. Als Anzeigeinstrument wurde ein normales Mikroamperemeter verwendet.

Bei Aufzeichnung und Wiedergabe erhält der Wickelmotor eine verringerte Spannung, beim Umspulen — 12 V. Der zweite Motor ist dabei stromlos. Beim Drücken der Taste „Stop" wird der Strom zu den Wickelmotoren unterbrochen, und beide Wicklungen werden parallel geschaltet.

Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt von zehn Elementen des Typs 1,6 Ф МЦ-У-3,2 („Mars"), einer externen 12-V-Batterie oder aus dem Wechselstromnetz mit 127 oder 220 V über einen Gleichrichter.

Nach „Radio" 43 (1967), H. 11, S. 33–37, H. 12, S. 44–50

Halbleiterinformationen · 44

Mitteilung
aus dem
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.

Dipl.-Ing. H.-H. KRÜGER

Si-npn-Planartransistoren SF 121, SF 122, SF 123

Teil 2 und Schluß

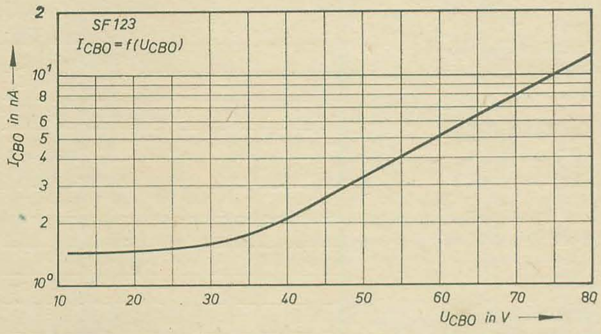


Bild 9: Abhängigkeit des Kollektorreststromes von der Kollektor-Basisspannung

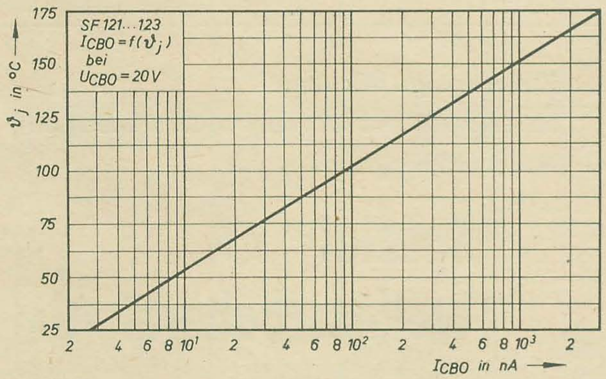
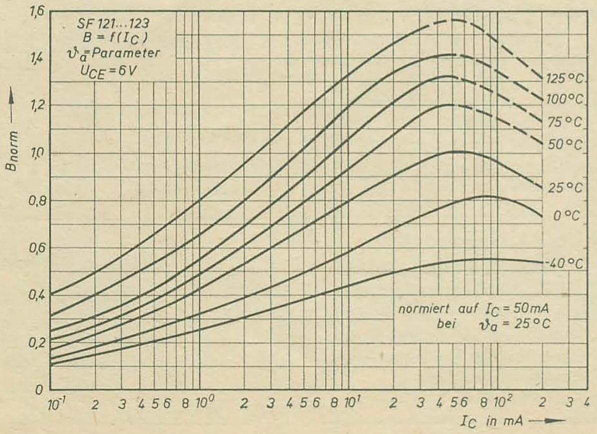


Bild 10: Temperaturabhängigkeit des Kollektor-Basisreststromes

Bild 12: Gleichstromverstärkung als Funktion des Kollektorstromes, ϑ_a = Parameter



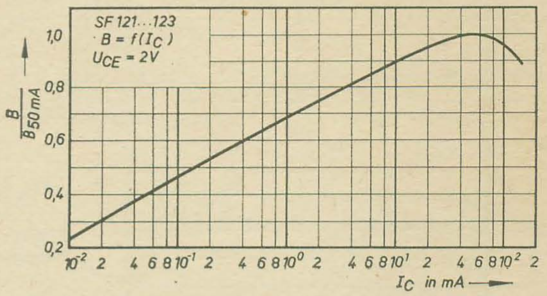


Bild 11: Gleichstromverstärkung als Funktion des Kollektorstromes

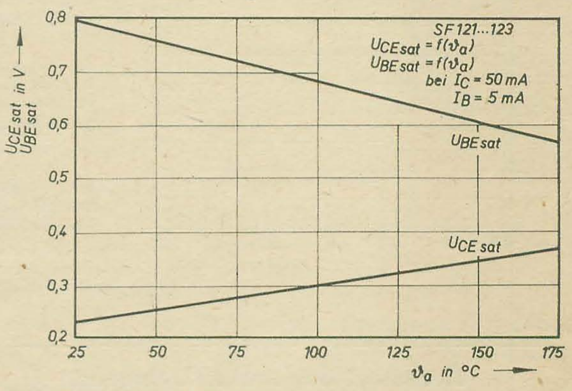


Bild 13: Temperaturabhängigkeit von $U_{CE\,sat}$ und $U_{BE\,sat}$

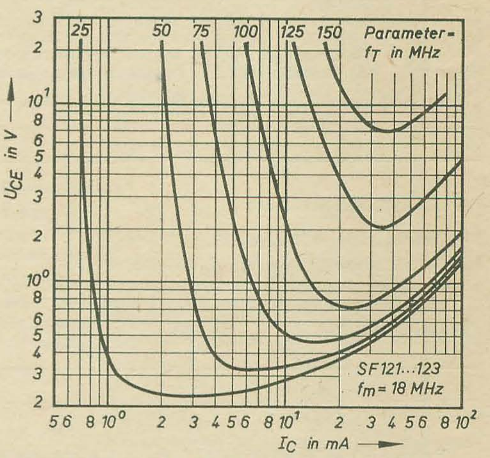
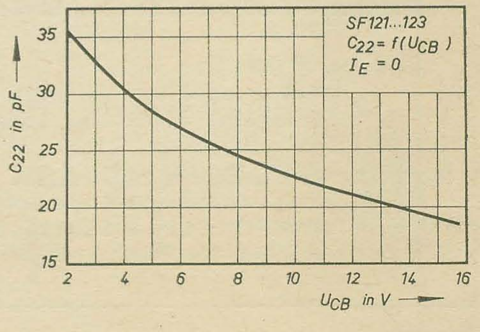
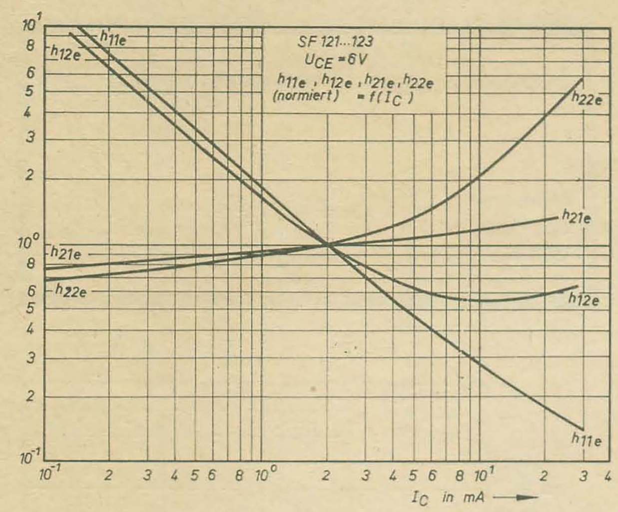


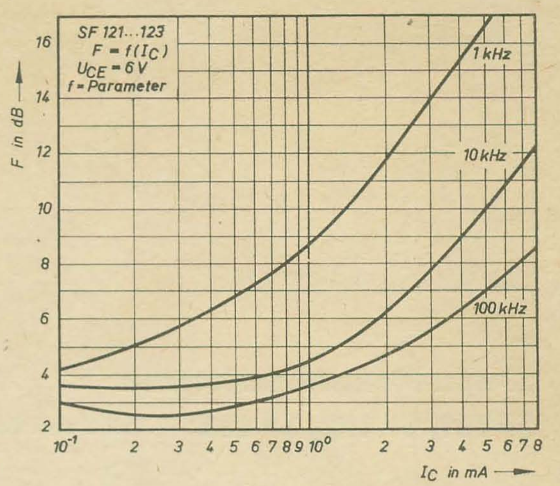
Bild 14: Übergangsfrequenz in Abhängigkeit von U_{CE} und I_C

Bild 15: Abhängigkeit der Leerlaufausgangskapazität von der Kollektorspannung





16



17

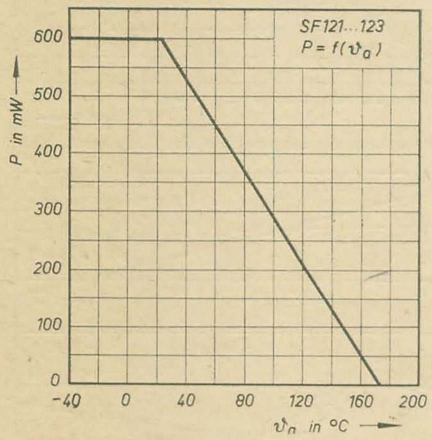
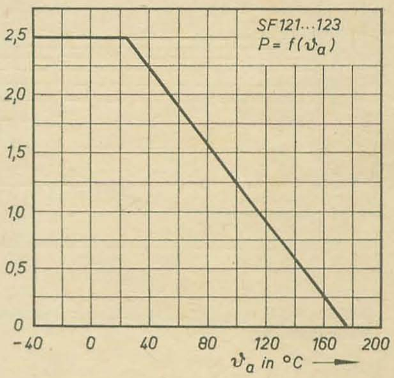


Bild 16: h-Parameter (normiert) in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

Bild 17: Abhängigkeit des Rauschfaktors vom Kollektorstrom

Bild 18: Verlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur (freitragende Montage)

Bild 19: Verlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur (bei idealer Kühlung) (Anstelle ϑ_a lies ϑ_c)



Achtung! Wir suchen dringend!

Ehemalige Tornister-Empfänger:

Torn. E. „b", LWE „a", MWE „c", KWE „a", E „e", EZ 6, HMZL, E 10 K/L/AK, Fu HE/ME/G usw., auch rep.-bed., sowie Schwabenland, BC 342/348-R/652-A, CR 101, SC 360-A oder andere Allwellenempfänger gegen gute Bezahlung.

Angebote unter R. u. F. 4625 an Dewag, 1054 Berlin

Funkmechaniker

sucht neuen Wirkungskreis, ein Zimmer Bedingung.

Zuschriften unter R. u. F. 4621 an Dewag, 1054 Berlin

1 permanent-dynamischer Lautsprecher 20 Watt

mit Schallwand und Anpassungstrafo für Normverstärker, 130,— M zu verkaufen.

Elektro-Günther, 563 Heilbad Heiligenstadt
Dingelstädter Str. 22, Ruf 2444

Zuverlässige Wirkung bei störenden Übergangswiderständen an NF- und HF-Schaltern mit

Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist Granowski, 6822 Rudolstadt

KONDENSATOR-MIKROFONE

in Studioqualität für alle Verwendungszwecke

Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen

Lieferung nur über die Versorgungskontore für Maschinenbau-Erzeugnisse – Abteilung Schwachstrom

GEORG NEUMANN & CO.
ELEKTROTECHNISCHES LABORATORIUM
6552 GEFELL b. SCHLEIZ
Ruf: 262-264, Telex: 58-8843 neu ge dd

PrüfFix Jeder braucht ihn

Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 TORGAU

Verkaufe **Wobbelgenerator WG 3**, neuw., 30 Std. Betriebszeit, mit Zubeh., 1400,— M.
Angeb. an **Herbert Ditzel, 154 Falkensee**, Arcostraße 3

Wir übernehmen **Sonderanfertigungen für Forschung und Industrie** in moderner Technik

HERBERT HERING, Werkstätten für elektronische Geräte, 832 Bad Schandau, Karl-Marx-Platz 1

PGH »FUNKTECHNIK« DRESDEN

Neue Anschrift:
8028 Dresden
Freiberger Straße 109
Telefon: 84831

Lautsprecher-Spezialwerkstatt

Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

Kundenservice- und Amateurinformationen (5)

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Fortsetzung aus Heft 15

Transistor- und Diodenbestückung (T 100 bis T 108)

Mischtransistor	ZF-Verstärker		NF-Verstärker	Treibertransistor	Gegentaktendstufe	
T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6 T_7	D_1 u. D_2
OC 170 AF 117 AF 116 AF 115 OC 882 A[1]) AF 125 GF 122	OC 871 OC 45 GF 100	OC 871 OC 45 GF 100	OC 811 OC 816 OC 816[2]) OC 817 OC 870[3]) GC 116	OC 811 OC 816[2]) OC 817 OC 821 OC 825 OC 72 OC 1071 GC 116	2-OC 821 2-OC 816 2-OC 825 2-OC 72[4]) 2-OC 74[4]) 2-AC 120[4]) 2-GC 121	OA 625

[1]) Die Oszillatorspule L_{14} erhält 18 statt 19 Windungen, wenn als T_1 ein OC 882 A eingesetzt wird. Die Spule ist mit einem roten Farbpunkt gekennzeichnet.
[2]) Bei Verwendung des OC 816 in runder Ausführung wird zur Vermeidung einer Schlußgefahr ein Isolierschlauch (8 mm × 0,2 mm × 10 mm) über den Transistor geschoben.
[3]) Bei Einsatz des OC 870 als T_4 soll dieser in der Verstärkungsgruppe „b" (2 Punkte) liegen. Es können auch die Gruppen „c" und „d" verwendet werden.
[4]) Bei Transistoren mit hohen Verstärkungswerten, besonders OC 72 als T_5 und 2-OC 72 bzw. 2-OC 74 als T_6/T_7, wurde der Emitterkondensator C_{40} weggelassen oder durch Einfügen eines Widerstandes von 5···25 kΩ zwischen C_{35} und der Tonabnehmerbuchse ($Hü_1$) die Verstärkung ausgeglichen.
Beim evtl. Einsatz eines Pärchens, z. B. OC 821, ist auf die Rückänderungen zu achten. Es ist also der vorher entfernte Kondensator C_{40} einzufügen bzw. der Widerstand in der Zuleitung zum NF-Verstärker zu entfernen.
Die Transistoren OC 74 (Pärchen) können freitragend ohne Befestigungsschellen eingelötet werden. Bei der Bestückung der NF-Endstufe mit 2-OC 74 bzw. AC 120 (Pärchen) darf der Treibertransistor T_5 nur in der Verstärkungsgruppe „b" (2 Punkte) liegen. Für den Vorstufentransistor T_4 soll die Verstärkungsgruppe „b" vorzugsweise, die Verstärkungsgruppe „c" (3 Punkte) nur bedingt verwendet werden.

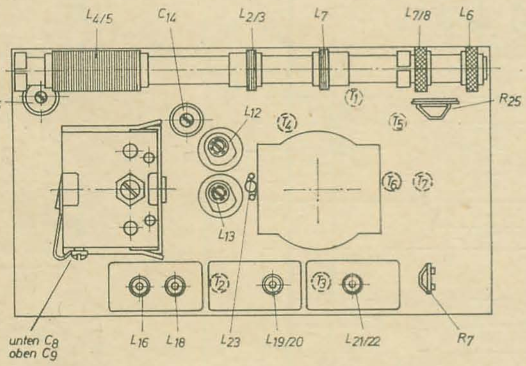


Bild 9: Abgleichplan und Lageplan der Transistoren Anstelle L_7 lies L_1)

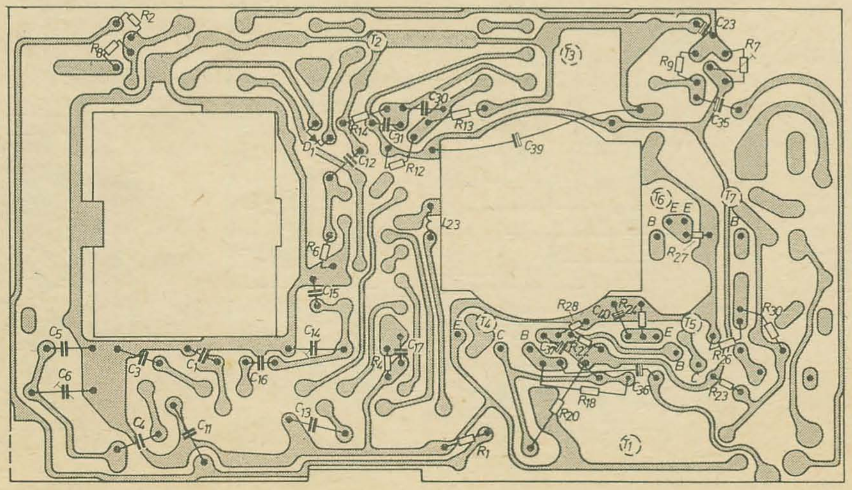


Bild 10: Leiterzugseite (C_{22} zwischen R_8/R_2 und Masse wurde versehentlich weggelassen)

Für den Service

Abgleichhinweise

Vorbereitungen

Vor Inbetriebnahme des Empfängers ist der Einstellregler R_7 auf seinen größten Widerstand (rechter Anschlag) zu drehen; sonst besteht Überlastungsgefahr für T_2. Das ist jedoch nur erforderlich, wenn ein Fehler im Regelkreis vorliegt oder wenn T_2 gewechselt wurde.

Kollektorruhestrom der Endstufe (nur T 100/T 101)

Zur Einstellung des Kollektorruhestroms wird ein mA-Meter in die Mittelanzapfung des Ausgangsübertragers Tr_2 gelegt und mit dem Einstellregler R_{25} ein Strom von 2 mA eingestellt. Der Lautstärkeregler R_{17} muß dabei auf 0 stehen.

Kollektorstrom Transistor T_2

Der Kollektorstrom muß mit dem Einstellregler R_7 auf 0,5 mA eingestellt werden. Gemessen wird dieser Strom über den Spannungsabfall an R_{11}; er muß 1,65 V betragen.

Messen der Oszillatorspannung

Die Oszillatorspannung wird mit einem Röhrenvoltmeter bei MW–LW zwischen L_{15} und L_{23} gegen Masse, bei KW vom Emitter T_1 gegen Masse gemessen. Grenzwert für alle Bereiche > 90 mV.

ZF-Abgleich

Bereichsschalter auf MW schalten und Drehko herausdrehen. Der Meßsender wird auf 455 kHz eingestellt, mit 400 Hz und 30% moduliert und über 0,1 μF an der Basis von T_1 angeschlossen.
Ausgangsspannungsmesser an die Sekundärseite des Ausgangsübertragers anlegen. Lautstärkeregler voll aufdrehen.
Der Abgleich erfolgt durch Abstimmen der Kreise auf Maximum in der Reihenfolge:

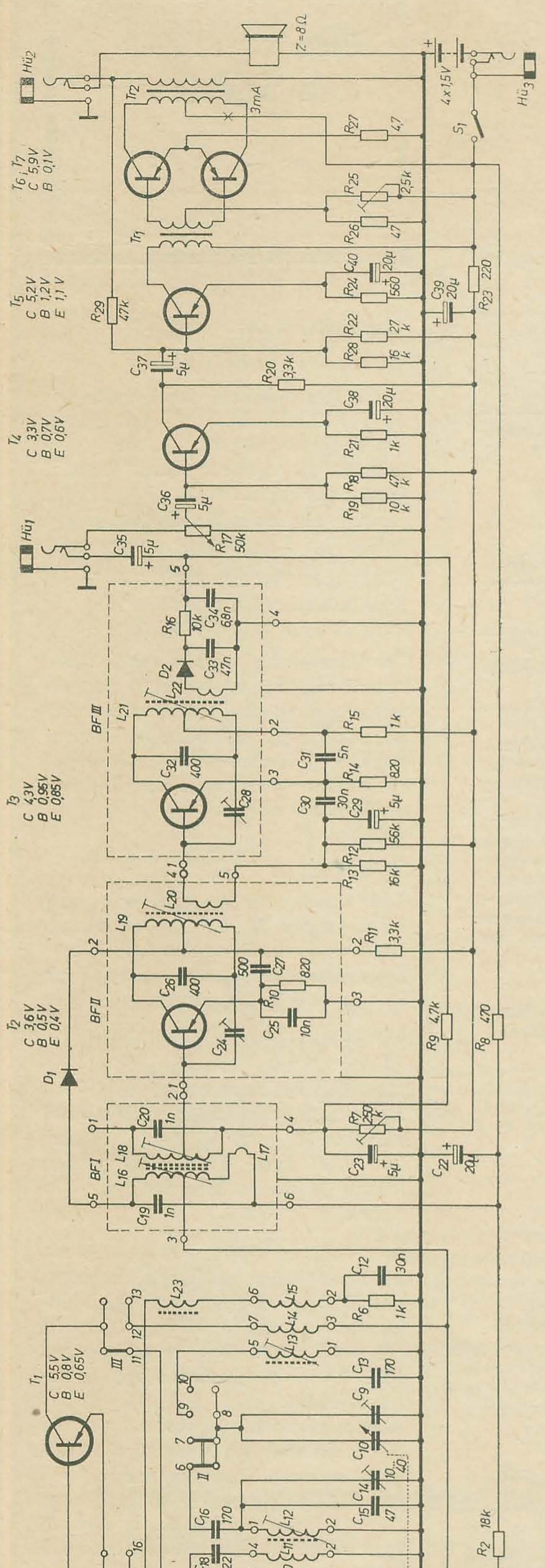
Bf III L_{21}

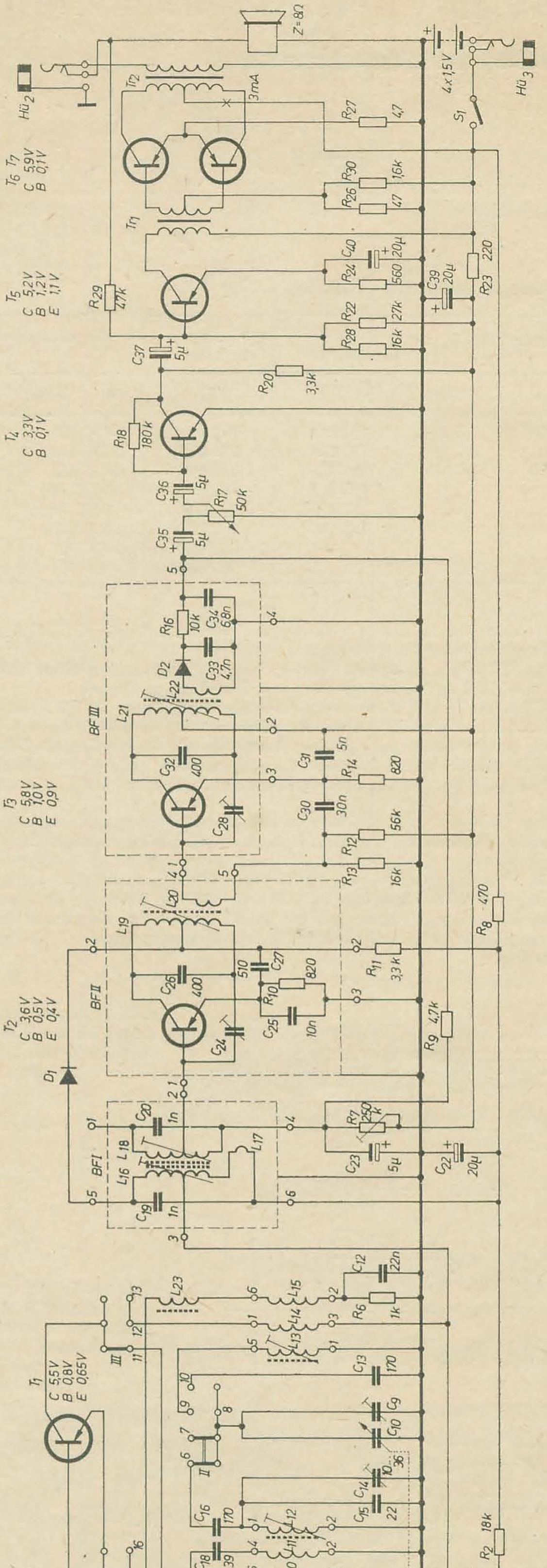
Bf II L_{19}

Bf I Basiskreis L_{18}, Kollektorkreis L_{16} } bedämpft abgleichen

Dämpfungsglied: 1 kΩ und 0,1 μF in Reihe nach Masse.
Die Ausgangsleistung soll während des Abgleichs 50 mW ≙ 0,63 V nicht überschreiten.

(Fortsetzung Heft 18)





Sämtliche Spannungen mit Instrument 20 kΩ/V
Bereich 6 V gegen Plus-Batterie gemessen
(ohne Signal)

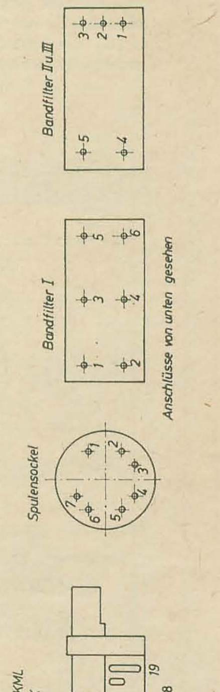


Bild 11: Schaltbild des Empfängers T 100/T 101

Bild 12: Schaltbild des Empfängers T 102/T 103

Gegentaktverstärker als Tastschaltung

G. OLSCHINSKI

Zur Übertragung von Impulsen bedienen sich die Fernsprechtechnik, die Datenübertragung, die Digitaltechnik usw. oft einer Trägerwechselspannung, die im Rhythmus der zu übertragenden Impulse getastet wird. Auf der Empfangsseite werden die ankommenden Wechselspannungssignale nach dem Eingangsfilter gleichgerichtet und die Flanken erforderlichenfalls mit Hilfe eines Impulsformers versteilert.

Ausgehend von den Vor- und Nachteilen verschiedener Taststufen wird nachfolgend eine einfache Transistorschaltung beschrieben, die die Tastung von Wechselspannungen erlaubt.

Bild 1 zeigt das Impulsschema, wie es etwa bei einer Übertragung über Leitungen oder Funk auftreten kann.

Taststufen

Schaltungsarten

Die Aufgabe der Taststufe ist das Aufprägen des zu übertragenden Impulses auf die Trägerfrequenz – die Modulation nach Bild 1c. Dafür bestehen verschiedene Möglichkeiten.

Drucktaste

Die bekannteste Ausführung stellt die Morsetaste dar. Ein Kontakt schließt oder sperrt den Weg für die Tonfrequenz zum Sender.

Diodenschaltungen

Mit Hilfe der nichtlinearen Kennlinien von Dioden lassen sich Modulatorschaltungen aufbauen, bei denen die Gleichrichter durch die Tastimpulse gesperrt oder durchlässig geschaltet werden. Am bekanntesten ist der Ringmodulator mit seinen vier Gleichrichtern [1].

Transistorschaltungen

Die Anwendung von aktiven Bauelementen bietet den Vorteil der Dämpfungsarmut der Schaltung und damit der Einsparung von Verstärkerstufen. Es sind Schaltungen bekannt, die im Emitterkreis einer Trägerfrequenzverstärkerstufe einen Schalttransistor enthalten, der vom Tastsignal gesteuert wird und im gesperrten Zustand als Gegenkopplungswiderstand die Dämpfung der Stufe sehr groß werden läßt [2]. Die TF-Verstärkerstufe kann auch direkt an der Basis getastet werden [3].

Vergleichende Betrachtung

Die Drucktaste ist wegen ihrer mechanisch bewegten Teile mit den Nachteilen des schnellen Verschleißes, der geringen Geschwindigkeit und der Kontaktprellungen behaftet.

Diodenschaltungen schalten kontaktlos und sind daher für eine große Schalthäufigkeit bei größeren Schaltgeschwindigkeiten geeignet. Sie besitzen aber den Nachteil der Dämpfung, so daß eine zusätzliche Verstärkung des getasteten Signals notwendig wird. Da Dioden nur in kleinen Bereichen als linear angenommen werden können, ist ihre Aussteuerung durch die Trägerspannung begrenzt; die Verstärkung muß nach der Modulation stattfinden. Aus diesem Grunde sind die Symmetriertransformatoren oft durch Einstreuungen gefährdet und müssen magnetisch abgeschirmt werden.

Für Transistorschaltungen wurde bereits der Vorteil der Verstärkung genannt. Die Ausgangsspannungen der in [2] und [3] beschriebenen Schaltungen beinhalten jedoch die Grundfrequenz der Tastspannung infolge der Tastung des Ruhestroms im Arbeitspunkt. Für viele Anwendungen ist dies unerwünscht. In der Meßschaltung nach [3] wird die Grundwelle mit Hilfe einer RC-Kette ausgesiebt. Es gibt auch die Möglichkeit, eine zweite Verstärkerstufe für die getastete Trägerspannung mit dem Tastimpuls so anzusteuern, daß eine Kompensation eintritt [4].

Gegentakttaststufe mit Transistoren

Eine einfache Möglichkeit, mit Transistoren eine Taststufe aufzubauen, die verstärkendes Verhalten besitzt und am Ausgang den Tastimpuls unterdrückt, zeigt Bild 2.

Eine übliche Gegentaktschaltung mit Ausgangstransformator wird durch die Tastimpulse f_i an der Basis des Transistors T_1 für die Trägerfrequenz f_T geöffnet oder gesperrt. Ist T_1 gesperrt, fließt der Kollektorruhestrom durch beide Transistoren; die Gegentaktstufe arbeitet im normalen Verstärkerbereich. Am Ausgang erscheint die Trägerfrequenz f_T. Die Diode D_1 ist in Durchlaßrichtung geschaltet und verringert den Widerstand für den Basiswechselstrom zwischen der Mittelanzapfung des Transformators Tr_1 und dem Nullpotential. Dieser Widerstand liegt in Reihe mit dem Transistoreingangswiderstand der Gegentaktstufe und stellt einen Verlustwiderstand dar. Ohne D_1 ist sein Wert durch die Parallelschaltung der Widerstände des Basisspannungsteilers $(R_1 + R_2 + R_3)/R_4$ gegeben. Wegen der positiven Hilfsspannung wird R_4 wesentlich größer, als wenn er am Nullpotential liegt. Durch die Diode D_1 wird nun ein solcher Durchlaßstrom eingestellt, daß sich der Basiswechselstrom für die Gegentakttransistoren in einem etwa linearen Kennlinienbereich bewegt.

Ein Kondensator ist an dieser Stelle nicht einsetzbar, da durch ihn ein pulsierender Gleichstrom fließen würde, was aber zu einer Aufladung und damit zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes führen würde.

Wird T_1 durchgesteuert, liegt an R_2 nur eine geringe negative Spannung, nämlich die Kollektorrestspannung von T_1. Die Transistoren T_2 und T_3 erhalten an ihrer Basis ein positives Potential gegenüber ihrem Emitter und werden gesperrt. Am Ausgang erscheint kein Signal. Die Höhe der Sperrspannung wird durch die Amplitude der Trägerspannung bestimmt, deren Summe immer positiv sein muß.

Infolge der Gleichphasigkeit des Tastimpulses an beiden Transistoren der Gegentaktstufe hebt sich die Änderung des Ruhestroms im Ausgangsübertrager auf.

Zur Einstellung des Ruhestroms sei vermerkt, daß er möglichst gering sein sollte, also günstigerweise B-Betrieb eingestellt wird. Dadurch wird auch bei abweichenden Transistorkenndaten ein Restimpuls am Ausgang weitgehend vermieden.

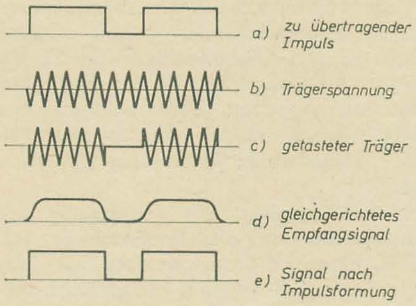


Bild 1: Impulsschema

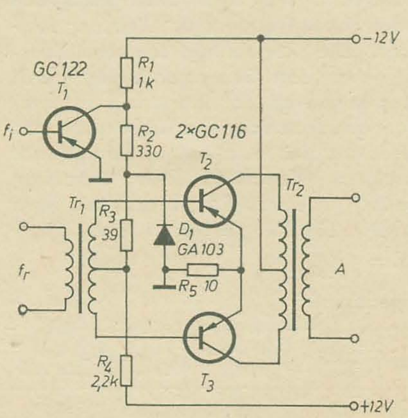


Bild 2: Gegentakttaststufe

Betriebserfahrungen

Zur Übertragung binärer Signale von einem fest installierten Sender über eine Induktionsschleife auf ein Fahrzeug wurde die o. a. Gegentakttaststufe eingesetzt. Im Vergleich zu einer Ringmodulatorschaltung wurden wesentlich bessere Ergebnisse in bezug auf Impulsform und Empfindlichkeit gegenüber Fremdspannungen erzielt. Die Einsparungen an Bauelementen und Platzbedarf betrugen mehr als 50 %. Die Stromaufnahme für den Teil der Taststufe verringerte sich infolge der geringen Anzahl von Verstärkerstufen.

Literatur

[1] Frühauf, H.: Moderne Verfahren der elektrischen Nachrichtenübermittlung. Aufbau-Verlag, Berlin 1952

[2] Patentschrift Nr. 38 086 der DDR

[3] Fiegenbaum, W.: Breitbandige Spannungsmessung mit hoher Empfindlichkeit. radio und fernsehen 16 (1967), H. 5, S. 134–136

[4] Millmann/Taub: Impuls- und Digitalschaltungen. VEB Verlag Technik, Berlin 1963, S. 550 bis 552

Leistungsverstärker im KW- und UKW-Bereich mit sowjetischen Transistoren

P. T. JEWSEJENKOW und
W. W. MELNIKOW

Der Einsatz von Transistoren im KW- und UKW-Bereich für die Leistungsverstärkung hochfrequenter Schwingungen stellt ein wichtiges Gebiet in der modernen Elektronik dar. Für die meisten Transistoren sind nur die Kleinsignalparameter bekannt, und die wichtigen Großsignalparameter und Impedanzen müssen mühsam von Fall zu Fall gemessen werden. In der SU versucht man, Beziehungen zwischen Klein- und Großsignalparametern von HF-Leistungstransistoren herzustellen und eine möglichst exakte Berechnung fremderregter Senderstufen mit Transistoren durchzuführen. Der nachstehende Beitrag behandelt einige Probleme der Berechnung von HF-Leistungsstufen. Durch das reichhaltige Literaturverzeichnis unterstützt, stellt diese Arbeit eine Quelle zur Einarbeitung in dieses wichtige Gebiet dar.

Aus: Sammelband: Halbleiter und ihre Anwendung. Ausgabe 15. Herausgeber: J. A. Fedotowa, Verlag Sow. Radio, Moskau (1966).

Besonderheiten der Berechnung

In einigen Arbeiten [1]···[4] werden Leistungsstufen (HF-Generatoren mit Fremderregung) berechnet, jedoch besteht noch keine gute Übereinstimmung mit den praktischen Meßergebnissen. In [1] wird eine Berechnungsmethode für Transistorgeneratoren auf der Basis der Fourierzerlegung von Basis- und Kollektorstrom bei großen Ein- und Ausgangsamplituden der Sinusspannung dargelegt.

Die in [1] beschriebene Rechenmethode stößt auf großes Interesse, so daß ein Berechnungsbeispiel eines fremderregten Generators mit einem HF-Leistungstransistor gegeben wird (Typ 2 aus Tabelle 2). Die für die Berechnung notwendigen Diagramme stammen aus [1].

Es ergeben sich bei der Berechnung im allgemeinen brauchbare Resultate, die Tabelle 1 zeigt.

Der Unterschied zwischen experimentellen und berechneten Werten ergibt sich aus der Ungenauigkeit der für die Rechnung benutzten Transistorparameter. Die Steilheit S_k (0,1 A/V) kann nur angenähert bestimmt werden, obwohl S_k stark die Rechengenauigkeit beeinflußt (Bild 1).

Der Wert S wird für die Berechnung mit 5···10 A/V eingesetzt. f_T kann als Ausgangswert > 150 MHz betragen.

Obwohl die Meßmethodik für die zur Rechnung notwendigen Transistorparameter bekannt ist, erfordert die Messung einen hohen Aufwand und spezielle Meßgeräte. Gleichzeitig führen Mittelwertdaten bei der Berechnung zu großen Differenzen zwischen Theorie und Experiment.

Konstruktionsbesonderheiten und Ergebnisse experimenteller Untersuchungen

Untersuchungen zeigten, daß die besten Resultate in Emitterschaltung erzielt werden können. Die einfachste und geeignetste Emitterschaltung mit geerdetem Kollektor zeigt Bild 2. Hier kann der Kollektor unmittelbar mit dem Gehäuse verbunden werden. Damit entfallen spezielle Kühlkörper, und man kann Masse und Volumen des Senders klein halten, die Konstruktion vereinfachen, die parasitären Kapazitäten vermindern und die Befestigung des Transistors günstiger gestalten. Die gute Wärmeableitung ergibt eine höhere Stabilität und Betriebszuverlässigkeit und bestimmt den Erfolg einer Leistungsstufe [7]···[10]. In den Fällen, wo eine Isolation zwischen Transistor und Kühlkörper nicht erforderlich ist, kann eine metallische Zwischenfolie verwendet werden (Cu oder Pb). Messungen zeigten, daß die besten Resultate mit Folien aus Indium erzielt wurden. Verglichen mit einer Bleifolie läßt sich der Wärmewiderstand 6···8mal verkleinern.

In den Fällen, wo das Transistorgehäuse gegen den Kühlkörper isoliert werden muß, können Glimmerfolien von 25 bis 50 μm Dicke eingesetzt werden. Sehr gute Resultate ergaben Zwischenlagen aus Berylliumoxid, obwohl dieses Material noch keine weite Verbreitung gefunden hat [11].

Im Bild 2 erfolgt die Anpassung des Basiskreises an die Erregerquelle mit Hilfe eines HF-Transformators [für Frequenzen $f \leqq (0{,}1\cdots0{,}3)\, f_T$ kann man setzen: $r_{ein} \approx r_b$] mit Ferritring oder Ferritzylinderkern. Ferrittyp und Kerngröße werden durch Frequenz und Leistung festgelegt. Die Anpassung des Lastwiderstandes an den Generator erfolgt durch Anzapfungen an der Kreisspule L_k transistor- und lastseitig. Die Berechnung des Kreises und der Anzapfungen erfolgt nach bekannten Verfahren. Die Schaltung arbeitet gut bis zu Frequenzen von etwa 100 MHz. Bei 60···70 MHz hat die Spule L_k aber nicht mehr als 2···3 Windungen. Das erschwert das Anbringen von Anzapfungen für die Anpassung. Eine Koppelspule hingegen kompliziert die Konstruktion, und meist hat die Koppelspule auch nur eine Windung. Außerdem ist der erforderliche Koppelfaktor physikalisch schwer zu realisieren.

Bei Frequenzen über 150 MHz können Band- oder Mäanderleitungen angewandt werden.

Die Erfahrung zeigte, daß im Bereich von 1···130 MHz trotz des komplizierten Aufbaus die Schaltung nach Bild 3 universeller anwendbar ist. Zur Anpassung der Last an den Generator wird ein π-Filter benutzt, das Anpaßwiderstände von 1 bis einigen 100 Ω erzeugen kann. Außerdem bewirkt das π-Filter eine gute Unterdrükkung der Harmonischen, was besonders wichtig ist, wenn der Generator die Senderendstufe bildet und unmittelbar auf die Antenne arbeitet.

Die Berechnung ergibt Abweichungen gegenüber dem Experiment [14], so daß C_{k1}, C_{k2} und L_k veränderbar ausgeführt werden sollten.

Bei Frequenzen über 10 MHz kann C_{k1} entfallen, da die Transistorkapazität C_{ke} völlig zur Erfüllung der Anpaßbedingung ausreicht (bis 100 pF). Die Abstimmung des Kreises auf die Arbeitsfrequenz und die Anpassung an die Last (oder Antenne) erfolgt auf das Maximum der Ausgangsleistung durch Verändern von L_k und C_{k2}. In einem bestimmten Frequenzbereich kann L_k konstant bleiben. Der Widerstand im Emitterkreis vergrößert etwas den Wirkungsgrad auf Grund einer Verringerung des Stromflußwinkels. Weiterhin verhindert er ein lawinenförmiges Anwachsen des Emitterstroms. Als Beispiel werden die Induktivitäten und Kapazitäten für 50 MHz angegeben:

$$L_k = 0{,}4\ \mu\text{H};\quad C_{k2} \approx 50\ \text{pF};$$

$$L_{Dr} \approx 10\cdots200\ \mu\text{H}$$

Als Last wird ein kalorimetrischer Leistungsmesser mit 75 Ω Eingangswiderstand benutzt. Die Leistung an der Last kann auch mittels Voltmeter oder Amperemeter bestimmt werden. Die Amperemeter-Methode ergibt Resultate, die die

Tabelle 1: Vergleich zwischen Berechnung und Experiment

	P_{aus} in W	U_k in V	I_k in A	P_o in W	$\frac{U_{k\sim}}{U_{k-}}$	η in %	V_p in dB	U_b in V
Berechnung	20	59	0,71	42	0,7	48	8,5	6,1
Experiment	24	50	0,86	43	0,75	56	8,0	6,5

Leistungen aller Harmonischen miterfassen. Die Voltmeter-Methode ergibt in Abhängigkeit von der Kurvenform der HF-Spannung Fehler von 30···50%. Soll die Leistung genauer ermittelt werden, dann muß man die Summe der Leistungen der Harmonischen berücksichtigen, die im Bild 2 etwa 10···15% und im Bild 3 etwa 3% beträgt. Die Leistung der ersten Harmonischen kann mit einem selektiven Voltmeter ermittelt werden.
In der Schaltung nach Bild 3 wurden bei Frequenzen bis 150 MHz einige amerikanische und sowjetische Transistoren erprobt. Tabelle 2 stellt die Ergebnisse dar.

Tabelle 2: Versuchsergebnisse

Transistortyp	Frequenz in MHz	P_{ausg} in W	V_p in dB	η in %	U_k in V
KT 802 A	9	62	8,5	55	60
	15	32	6	50	60
SU-Versuchsmuster, Typ 1	10	47	12	60	50
	15	46	11	60	48
	50	35	7	60	50
SU-Versuchsmuster, Typ 2	50	20	7	59	40
	100	12	6	55	40
	135	10	4	48	50
3 TX-004 (USA)	50	25	6	78	40
2 N 3632 (USA)	150	14,5	10	57	30

Die Rechenwerte sind nicht angegeben, sie weichen aber nicht mehr als ± 25% von den Werten des Experiments ab. Analoge Ergebnisse wurden bei Frequenzen bis 100 MHz auch nach der Schaltung im Bild 2 erzielt. Dies bedeutet, daß die energetischen Kennwerte des Generators nicht nur von der Schaltung abhängen, sondern auch von der sorgfältigen experimentellen Bearbeitung. Die in Tabelle 2 angegebenen Wirkungsgradwerte sind nach der von Röhrengeneratoren bekannten Formel errechnet.

$$\eta = \frac{P_L}{U_k I_k} \eta_k$$

Es ist zu beachten, daß ein Teil der Basisleistung unmittelbar auf Grund der Durchgangskapazität und der Transistorleitwerte an die Last gelangt. In den Fällen, wo V_p nicht kleiner als 6···7 dB ist, ist die Basisleistung klein und kann an der Last vernachlässigt werden. Wenn V_p klein ist, kann das dazu führen, daß der experimentell gemessene Wirkungsgrad über 100% liegt. Man kann deshalb den Wirkungsgrad des Transistorgenerators genauer nach der Formel

$$\eta = \frac{P_L}{P_o + P_b} \eta_k$$

berechnen. Den Verschlechterungscharakter der Parameter mit steigender Leistung und Frequenz zeigt Bild 4. Sie sind experimentell ermittelt und gelten für den SU-Transistor KT 802 A in Emitterschaltung. Die Analyse zeigt, daß mit steigender Speisespannung die Leistungsverstärkung V_p steigt. Bild 5 zeigt diese Abhängigkeit für den Versuchstransistor Typ 2 bei 50 MHz. Aus diesem Bild ergibt sich die Wichtigkeit der vollen Ausnutzung der Spannungsgrenzwerte. Die besten energetischen Kennwerte ergeben sich im C-Betrieb. Hier ist die Größe $\varepsilon = U_{k\sim}/U_{k-}$. Damit der Spannungsmomentanwert am Kollektor die maximal zulässige Kollektorspannung nicht überschreitet, wird die Speisespannung zu

$$U_k \leq \frac{U_{k\max}}{1+\varepsilon}$$

gewählt.
Wenn ein Transistor nicht die erforderliche Leistung abgibt, kann die Parallel- oder Gegentaktschaltung von zwei Transistoren gewählt werden. In der Praxis ist die Parallelschaltung einfacher. So geben z. B. zwei SU-Versuchstransistoren vom Typ 2 bei Parallelschaltung nach Bild 6 bei der Frequenz 50 MHz eine Leistung von 40 W an die Last ab (für $U_k = 45$ V, $\eta = 50\%$ und $V_p = 6$ dB). Beim Abgleich von Leistungsstufen muß man laufend den Kollektorstrom und die Gehäusetemperatur überwachen und dafür sorgen, daß sie unter den zulässigen Grenzwerten bleiben.

Der Basisstrom liegt allgemein weit unter dem zulässigen Maximalwert, deshalb ist seine ständige Kontrolle nicht notwendig. Der Basisstrom steigt beim Übergang in den gesättigten Betrieb stark an, die Kollektorstromform wird rechteckig, und die Spannung an der Kollektorkreisinduktivität kann den zulässigen Wert übersteigen. Dies kann zum Durchschlag der Kollektorsperrschicht führen [12].
Es ist erwähnenswert, daß nahe dem gesättigten Betrieb und bei Frequenzen $f \leq 0{,}2\, f_T$ ein Kollektorkreiswirkungsgrad von 90···95% erzielt werden kann, jedoch bei geringem V_p. Dies führt zu einer Vergrößerung der Stufenzahl, deshalb ist diese Betriebsart oft unzweckmäßig.
Die Konstruktion und die Schaltung müssen gut durchdacht und die Transistoreigenarten berücksichtigt werden (große Eigenkapazitäten, große Ströme, kleine Ein- und Ausgangswiderstände, Notwendigkeit der Wärmeabfuhr usf.). In einigen Fällen haben kleine Fehler, z. B. verlängerte Leitungen von Basis oder Emitter zu den Kreisen (etwa 2···3 cm lang), zu einer starken Verschlechterung der Frequenz- und Leistungskennwerte des Generators geführt.

Praktische Schaltungen von Transistorsendern

Eine dreistufige Schaltung mit einer Ausgangsleistung von 20 W bei Frequenzen von 25···35 MHz zeigt Bild 7. Die erste Stufe ist ein Quarzoszillator mit auswechselbarem Quarz. Die Ausgangsleistung dieser Stufe beträgt 0,4 W bei $\eta = 25\%$. Der Transistor ist mit einer Glimmerisolation am Chassis befestigt. Die Kreisspule ist auf einen keramischen Körper von 8 mm ⌀ gewickelt und hat 6 Wdg. Die zweite Stufe ist die Pufferstufe in Emitterschaltung, sie ist über 2 Wdg. an den Quarzoszillator gekoppelt. Im Emitterkreis liegt ein Parallelresonanzkreis, der bei 1/3 angezapft ist. Die Spule hat

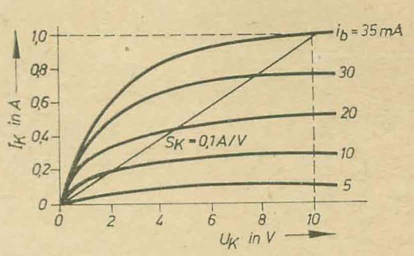


Bild 1: Bestimmung von S_k

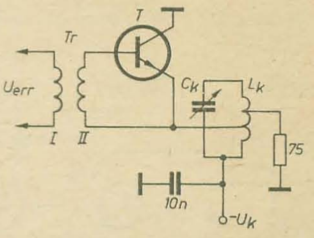


Bild 2: Leistungsstufe in Emitterschaltung mit geerdetem Kollektor

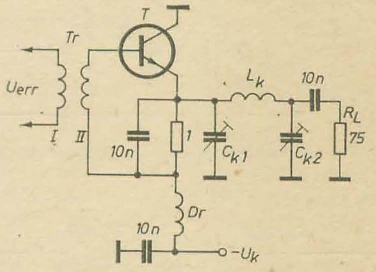


Bild 3: Generator mit π-Filter

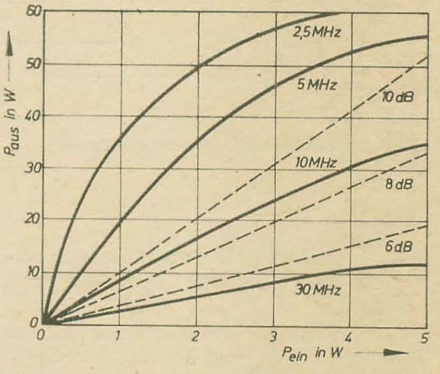


Bild 4: Leistungsverstärkung als Funktion der Frequenz

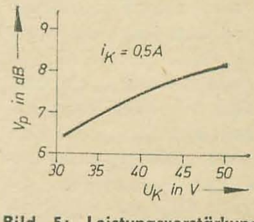


Bild 5: Leistungsverstärkung als Funktion der Speisespannung

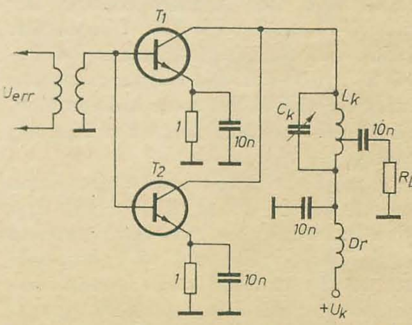


Bild 6: Generatorschaltung mit zwei parallelgeschalteten Transistoren vom Typ 2

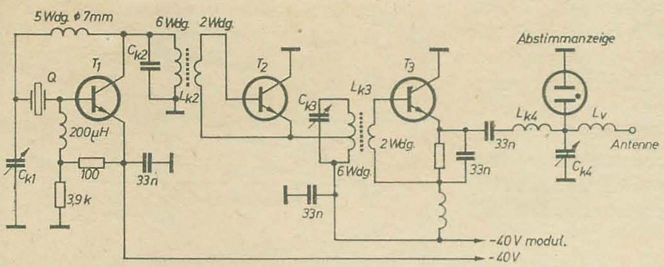


Bild 7: Senderschaltung mit 20 W Leistung bei 30 MHz

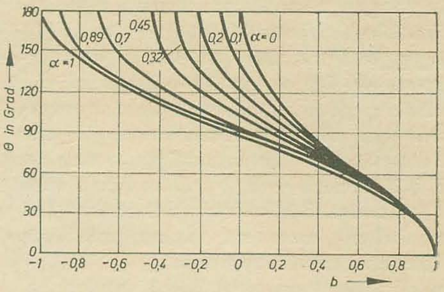


Bild 10: Verallgemeinertes Diagramm zur Bestimmung des Stromflußwinkels

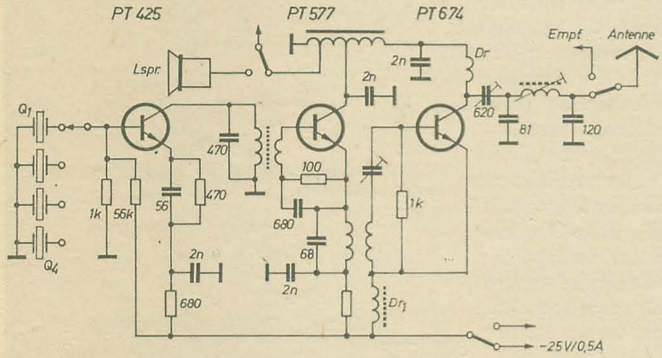


Bild 8: Dispatchersender FG-325 der Firma Osborne

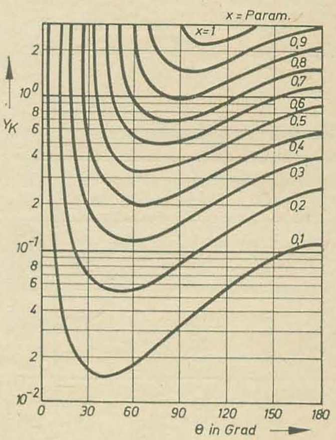


Bild 11: Kollektorverlustleistung als Funktion des Stromflußwinkels bei konstanter Schwingleistung

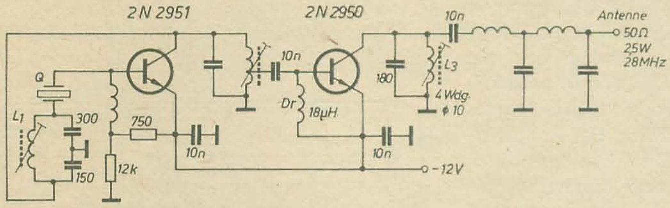


Bild 9: Senderschaltung der Firma Motorola

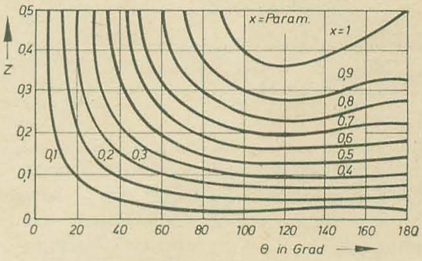


Bild 12: Maximaler Kollektorstromimpuls als Funktion des Stromflußwinkels

ebenfalls 6/2 Wdg. Die Pufferstufe arbeitet im C-Betrieb mit $V_p = 9$ dB und $\eta = 60\,\%$.
Die Leistungsstufe arbeitet ebenfalls im C-Betrieb mit $V_p = 6$ dB und $\eta = 55\,\%$. Im Emitterkreis liegt der Stabilisierungswiderstand von 1 Ω, der Kollektor ist direkt geerdet. Es wird eine Stabantenne von 1,5 m Länge benutzt, die mit einer Verlängerungsspule abgestimmt wird. Die Antenne wird über ein Pi-Filter angepaßt. Alle drei Stufen sind mit dem Versuchstransistor Typ 2 bestückt und werden kapazitiv abgestimmt. Die Speisespannung beträgt 40 V, der Gesamtwirkungsgrad annähernd 50 %. Die AM erfolgt in Puffer- und Endstufe.
Bild 8 zeigt die Dispatcherstation der Firma Osborne Typ FG-325. Der Sender arbeitet auf vier Festfrequenzen im Bereich 27 ± 0,3 MHz. Die Ausgangsleistung beträgt 3···3,5 W. Bei einer AM von 60 % wird ein NF-Verstärker mit 1,5 W Leistung benötigt.
Bild 9 zeigt ein Schaltbeispiel der Firma Motorola mit 2,5 W bei 28 MHz [13]. Hier ist die Stufenzahl auf zwei verringert und die Speisespannung auf 12 V herabgesetzt, weil Transistoren hoher Qualität benutzt werden. Das komplizierte Ausgangsfilter unterdrückt die Harmonischen besonders gut.

Berechnungsbeispiel eines Generators mit Fremderregung

Es werden 20 W HF-Ausgangsleistung bei 50 MHz gefordert.

Wahl des Transistors

Für die Auswahl des Transistors ist die Ausgangsleistung bei der gegebenen Frequenz bei genügendem Leistungsverstärkungsfaktor $V_p \geqq 5 \cdots 6$ dB maßgebend.

Typ 2 ergibt V_p bis 8 dB und 20 W in Emitterschaltung. Folgende Parameter werden für die Berechnung verwandt:

$S_k \approx 0{,}1$ A/V
$S \approx 6$ A/V
$U_b' \approx 0{,}64$ V
$f_{max} \approx 150$ MHz
$f_T \approx f_{max}^2\, 30 r_b C_k \approx 140$ MHz
$f_s \approx 3{,}1$ MHz
$r_b \approx 7\,\Omega$
$C_k \approx 30$ pF bei $U_k = 50$ V
$C_e \approx 350$ pF
$u_{e\,max} \approx 6 \cdots 7$ V
$u_{k\,max} \approx 100$ V
$i_{k\,max} \approx 2$ A
$t_{j\,max} \approx 150\,°C$
$R_{th} \approx 3\,°C/W$

S_k, S und U_b' werden den Kennlinien entnommen, die experimentell ermittelt wurden. Die Parameter f_s, f_T und r_b wurden gemessen. Die übrigen Werte sind Herstellerangaben.

Wahl des Stromflußwinkels

Die maximal mit diesem Transistor erzeugbare Leistung beträgt

$$P_{L\,max} = \frac{S_k\, u_{k\,max}^2}{32} = 31\ \text{W}$$

Die berechnete Ausgangsleitung soll die maximale Ausgangsleistung nicht übersteigen. Daher wird der Leistungsausnutzungsgrad des Transistors

$$x = \frac{P_L}{P_{L\,max}} = 0{,}65$$

gewählt.
Der Kosinus des Stromflußwinkels bei Vorspannung Null und niedriger Frequenz wird

$$\cos \vartheta_n = \frac{2\,S\,U_b'}{S_k\, u_{k\,max} \sqrt{1 + (\omega \tau_s)^2}} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 - x}}{x} = 0{,}12$$

wobei $\omega \tau_s = f/f_s$ ist. Die Hilfsgrößen

$$a = \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_e)^2}{1 + (\omega \tau_s)^2}} = 0{,}08$$

und

$$b = \cos \vartheta_n \sqrt{1 + (\omega \tau_e)^2} = 0{,}15$$

werden noch mit $\omega \tau_e = 2\pi \cdot f r_b C_e$ angegeben.

Aus dem Diagramm Bild 10 ergibt sich der hochfrequente Stromflußwinkel $\vartheta = 115°$ und $\cos\vartheta = -0,42$. Weiterhin ist $g_1 = \alpha_1/\alpha_0 = 1,37$; $\gamma_1 = \alpha_1 (1 - \cos\vartheta) = 0,765$; $\alpha_1 = 0,538$ (α_1 und α_0 sind Koeffizienten des kosinusförmigen Impulses).

Die zulässige Verlustleistung des Transistors ergibt sich nach der Gleichung

$$P_{v\,max} = \frac{t_{j\,max} - t_u}{R_{th\,max}}$$

$$t_u = +60\,°C,\ P_{v\,max} = 30\,W$$

Aus dem Diagramm Bild 11 ermittelt man für $x = 0,65$ und $\vartheta = 115°$ die dimensionslose Leistung am Kollektor $Y_k = 0,72$. Die bezogene Basisleistung ergibt sich aus der Näherungsformel

$$Y_b \approx \frac{S_k (\omega \tau_s)^2}{4 S^2 r_b} \cdot \frac{x^2}{\gamma_1} = 0,014$$

Die Verlustleistung im Transistor wird dann

$$P_v = (Y_k + Y_b)\, P_{v\,max} = 23\,W$$

es ist also $P_v < P_{v\,max}$.

Der dimensionslose (normierte) Stromimpuls für $x = 0,65$ und $\vartheta = 115°$ wird nach Bild 12 $Z = 0,18$. Damit wird der maximale Kollektorstrom

$$i_{k\,max} = Z S_k\, u_{k\,max} = 1,8\,A$$

Der Strom bleibt also auch unter dem maximal zulässigen Wert.

Berechnung des Kollektorkreises

Die Amplitude der Kollektorspannung beträgt

$$U_{k\sim} = \frac{u_{k\,max}}{4}\left(1 + \sqrt{1 - \frac{x}{2\alpha_1}}\right) = 41\,V$$

Speisespannung:

$$U_k = \frac{u_{k\,max}}{4}\left(3 - \sqrt{1 - \frac{x}{2\alpha_1}}\right) = 59\,V$$

Kollektorspannungs-Ausnutzungsfaktor:

$$\varepsilon_{K_r} = \frac{U_{k\sim}}{U_{k-}} = 0,7$$

Der Kollektorkreis-Wirkungsgrad wird

$$\eta = \frac{1}{2} g_1 \varepsilon_{K_r} = 48\,\%$$

Die erste Harmonische und der Kollektorgleichstromanteil werden

$$I_{k1} = \frac{2 P_L}{U_{k\sim}} = 0,98\,A \quad \text{und} \quad i_k = \frac{I_{k1}}{g_1} = 0,71\,A$$

Der optimale Lastwiderstand ist

$$R_L = \frac{U_{k\sim}}{I_{k1}} = 42\,\Omega$$

Die Leistungsaufnahme aus der Stromquelle beträgt

$$P_0 = U_k \cdot I_k = 42\,W$$

Berechnung der Leistungsverstärkung

Das Maximum von V_p bei optimaler Anpassung des Ausgangswiderstandes kann durch

$$V_p = \frac{\pi f_T \gamma_1}{2\omega^2 C_k r_b} \approx 7$$

bestimmt werden.

Berechnung des Basiskreises

Wir berechnen

$$U_b' = \frac{I_{k1}\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}}{S\gamma_1} = 3,4\,V$$

Die maximale Sperrspannung an der Emittersperrschicht wird

$$u_{e\,max} = -\frac{U_b' (1 - \cos\vartheta)}{\sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}} + E_b' = 3,2\,V$$

Die Amplitude der Erregerspannung wird

$$U_b = U_b'\left(1 + \frac{R_L}{R_{22}}\gamma_1\right) = 6,1\,V$$

wobei

$$R_{22} = \frac{1}{\omega C_k S r_b} \cdot \frac{1 + (\omega\tau_s)^2}{\omega\tau_s}$$

ist. Die Erregerleistung schließlich beträgt

$$P_b = \frac{P_L}{V_p} = 3\,W$$

Die Grenzwerte werden auch hier nicht überschritten. Genauere Werte zum Rechenbeispiel findet man in [15].

Bearbeiter: Dipl.-Phys. H. J. Fischer

Literatur

[1] Bogatschow, Kunina, Petrow, Popow: Berechnung der Stufen von Halbleitersendern. MEI (1964) Moskau

[2] Drobow, Bytschkow: Funk-Sendegerät. LWIKA Moshajski (1964)

[3] Akulow, Barshin, Walitow: Theorie und Berechnung grundlegender funktechnischer Schaltungen mit Transistoren. Swjasisdat (1963)

[4] Gerasimow, Migulin, Jakowlew: Grundlagen der Theorie und Berechnung von Transistorschaltungen. Sowj. Radio (1963)

[5] Bogatschow, Petrow, Popow, Tschelnokow: Berechnung der Stromharmonischen des Transistors bei sinusförmiger Eingangsspannung. Sammelwerk „Halbleiteranwendung" Bd. 9, Sowj. Radio (1963)

[6] Petrow: Ersatzschaltung des Transistors für große Sinusspannungen bei hohen Frequenzen. Sammelwerk „Halbleiteranwendungen" Bd. 9, Sowj. Radio (1963)

[7] Rice: Solid State Design Bd. 4 (1963), Nr. 5, S. 32–37

[8] Dulnew: Wärmeaustausch in radioelektronischen Geräten. Gosenergoisdat (1963)

[9] Eimbinder: Profile: the heat sink in dustry. Electronics Vol. 37 (1964), Nr. 24, S. 84–101

[10] Koslow: Erhöhung der Lebensdauer von Röhren und Bauelementen (internationale Patentschau). Verlag ZNIIPI (1963)

[11] McPhee: Cooling transistors with beryllia heat sinks. Electronics Vol. 34 (1961), Nr. 18, S. 76 bis 78

[12] Bond: Transistor RF power amplifiers. Wireless World (1964), Vol. 70, Nr. 12, S. 594–600

[13] N. N.: For high RF-power output in transistorized transmitter equipment. Electronics Vol. 36 (1963), Nr. 36, S. 45

[14] N. N.: RF large-signal transistor power amplifiers. EDN (1965) Vol. 10, Nr. 8, S. 66–89

[15] Bogatschow, Popow: Optimale Arbeitsweise des fremderregten Leistungsgenerators mit Transistoren. Sammelband „Halbleitergeräte und ihre Anwendung" von Fedotowa, Bd. 13 Moskau (1965)

Handbücherei Elektronik

In der Industrie, im Transportwesen, in der Landwirtschaft, der Verwaltung, kurz in allen Zweigen des Wirtschaftslebens spielen moderne elektronische Büromaschinen, Rechen- und Datenverarbeitungsanlagen sowie Geräte und Anlagen, die mit Hilfe der „industriellen Elektronik" arbeiten, eine immer größere Rolle. Für die Montage, Inbetriebnahme, Wartung und Reparatur werden immer mehr hochqualifizierte Facharbeiter benötigt, die umfangreiche Kenntnisse auf dem Gebiet der Elektronik besitzen müssen.

Für diese „Elektroniker" (eine Berufsbezeichnung gibt es noch nicht) ist im Taschenbuch

Wahl: Elektronik für Elektromechaniker

der gesamte notwendige Wissensstoff zusammengetragen, angefangen von den mathematischen und elektronischen Grundlagen über die elektronischen Bauelemente bis zu deren Anwendung in Schaltungen und Anlagen. Ein besonderer Vorzug des Buches ist es, daß auch die modernen Bauelemente beschrieben werden, wie Tantalkondensatoren, Transfluxoren, Vierschicht-Halbleiter u. a. Ein Kapitel „Datentechnik" enthält eine Einführung in die Grundlagen der Lochkarten- und Lochbandtechnik sowie der Analog- und Digitalrechentechnik. Dabei werden vor allem die in der DDR hergestellten Geräte einschließlich der elektronischen Datenverarbeitungsanlage Robotron 300 vorgestellt.

Der Autor spricht eine klare, verständliche Sprache. Seine Darstellung ist praxisbezogen. Den allgemeinen Prinzipschaltungen, die das Zusammenwirken der Bauelemente zeigen, folgen vollständig dimensionierte Schaltungen, die den Leser anregen, selbst einfache Geräte aufzubauen und Messungen daran vorzunehmen.

Zahlreiche, sehr sauber gezeichnete Bilder und gut ausgewählte Fotos fördern das Verständnis.

Das Buch ist nicht nur für die Ausbildung von Lehrlingen zu Elektromechanikern und Facharbeitern verwandter Berufe wertvoll, sondern leistet auch Berufsschullehrern und ausgebildeten Facharbeitern gute Dienste als Nachschlagewerk. Durch die Auswahl und Zusammenstellung des Stoffes entspricht das Buch den Anforderungen für die Ausbildung von „Elektronikern", einem Beruf mit großer Zukunft.

Erscheint im August 1968. Zweite, bearbeitete Auflage, 400 Seiten, 298 Bilder, 31 Tafeln, Plasteinband 16,80 M

Frequenz- und Phasenverzerrungen in Verstärkerstufen durch die Kapazität im Emitterkreis

Dipl.-Ing. A. DRAGOTINOV, Sofia

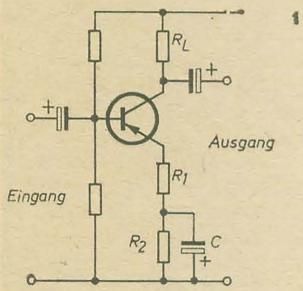
Im Bild 1 ist das Schaltbild einer Emitterverstärkerstufe wiedergegeben. Die Bemessung des Emitterkondensators wird in der Literatur unter Angabe von Näherungsformeln vereinfacht betrachtet [1] [2]. In manchen Quellen [3] [4] [5] werden Formeln angegeben, die zu einer starken Verfälschung des Ergebnisses führen.

Da der Emitterkondensator Frequenz- und Phasenverzerrungen verursacht, die unerwünscht sein können, ist es notwendig, die Beziehungen etwas eingehender anhand des im Bild 2 wiedergegebenen Ersatzschaltbildes zu untersuchen. Wenn wir annehmen, daß r_c in praktischen Fällen groß gegen R_1 und R_2 ist und daß U_{aus} dem Eingangsstrom I_{ein} proportional ist

$$(U_{aus} = I_{aus} R_L \approx \beta\, I_{ein} R_L)$$

braucht nur die Beziehung zwischen E_{ein} und I_{ein} gesucht zu werden. Diesem Zweck dient das Ersatzschaltbild nach Bild 3, das nur den Eingangskreis umfaßt.

1



Für mittlere Frequenzen, wo

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_2 \qquad (1)$$

gilt, bekommt der Eingangsstrom $I_{ein\,m.F.}$ den Wert

$$I_{ein\,m.F.} = \frac{E_{ein}}{R_G + r_b + (r_e + R_1)(1+\beta)} \qquad (2)$$

Für tiefe Frequenzen, wo Gl. (1) nicht mehr gilt, ist

$$I_{ein\,t.F.} = \frac{E_{ein}}{R_G + r_b + [r_e + R_1 + R_2/(1 + j\omega R_2 C)](1+\beta)} \qquad (3)$$

Das Verhältnis zwischen den Gln. (2) und (3) ist ein Ausdruck für eintretende Verzerrungen.

$$\frac{I_{ein\,m.F.}}{I_{ein\,t.F.}} = M = 1 + \frac{R_2}{(1 + j\omega R_2 C)\,[R_1 + r_e + (R_G + r_b)/(1+\beta)]} \qquad (4)$$

Wenn man hier

$$\frac{R_2}{R_1 + r_e + (R_G + r_b)/(1+\beta)} = \frac{R_2}{R_1 + (R_B + h_{11})/(1+\beta)} = n$$

und $R_2 C = \tau$ setzt und dann nach $\omega\tau$ auflöst, erhält man eine Formel für die Kondensatordimensionierung:

$$\omega\tau = \sqrt{\frac{2n + n^2}{M^2 - 1} - 1}$$

oder

$$C = \frac{1}{\omega R_2}\sqrt{\frac{2n + n^2}{M^2 - 1} - 1} \qquad (5)$$

Bei Anwendung der Gl. (5) kann man nicht beliebige Werte für M wählen, da die Werte unter der Wurzel stets positiv sein müssen. Folgende Bedingung muß immer erfüllt sein:

$$\frac{2n + n^2}{M^2 - 1} - 1 \geqq 0 \quad \text{oder} \quad M \leqq 1 + n$$

$1 + n$ ist die maximale Verstärkungsverminderung, die man auch bei Ausschalten des Kondensators C bekommen kann.

Betrachten wir jetzt die durch das Vorhandensein des Kondensators C verursachten Phasenverzerrungen. In vielen Fällen, bei denen mehrere Stufen mit Gegenkopplung arbeiten, muß man den genauen Phasenwinkel für eine bestimmte Frequenz kennen. Dafür kann man Gl. (6) benutzen, die aus Gl. (4) resultiert.

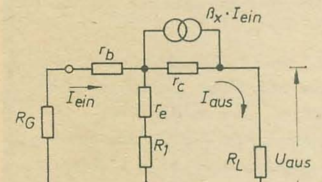
$$\varphi = \arctan \frac{-\omega\tau n}{1 + n + \omega^2\tau^2} \qquad (6)$$

Der Winkel φ erreicht seinen Maximalwert gleichzeitig mit dem Maximum des Ausdrucks

$$\frac{\omega\tau n}{1 + n + \omega^2\tau^2}$$

also bei $\omega\tau = \sqrt{1 + n}$. Wir erhalten für

2



3

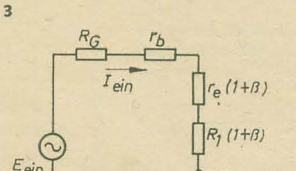
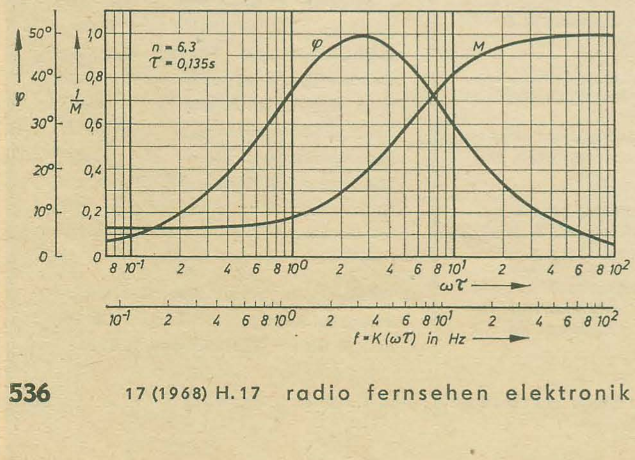
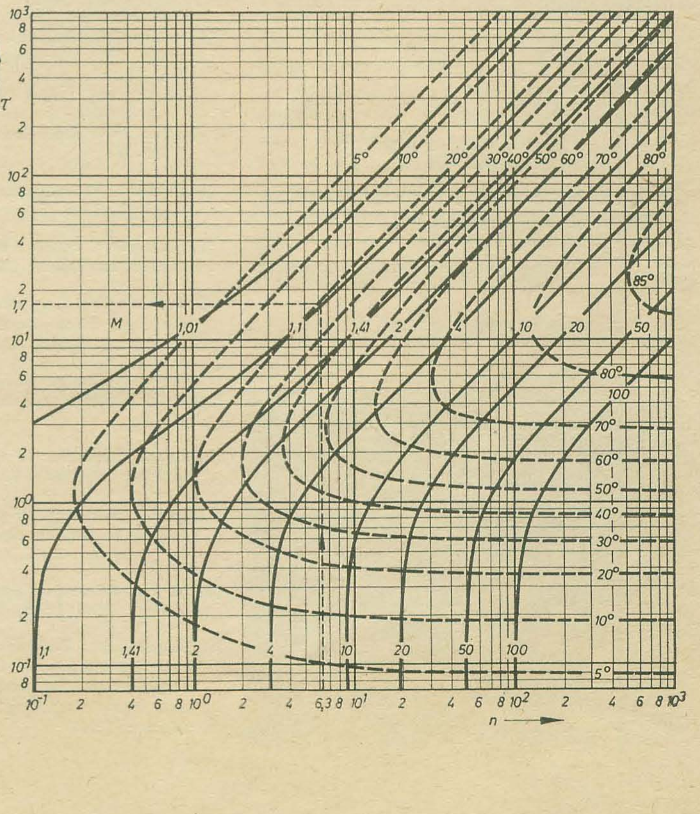


Bild 1: Prinzip einer Emitterstufe
Bild 2: Ersatzschaltbild der Stufe nach Bild 1
Bild 3: Ersatzschaltbild des Eingangskreises
Bild 4: $\omega\tau$ in Abhängigkeit von n
Bild 5: φ und M in Abhängigkeit von $\omega\tau$

5



4



den maximalen Wert φ_{max} folgende Gleichung:

$$\varphi_{max} = \arc\tan \frac{-n}{2\sqrt{1+n}} \qquad (7)$$

Dieser maximale Wert kann bei starker n-Vergrößerung 90° erreichen. Ein solcher Winkel ist immer anzunehmen, wenn man die Emitterstufe mit einer Gegenkopplung versieht. Zur Erleichterung der Berechnungen ist im Bild 4 ein entsprechendes Nomogramm erklärt.

Beispiel:

Folgende Werte gelten für die Ausgangsgrößen:

$R_G = 2\,k\Omega$, $h_{11} = 1\,k\Omega$, $h_{21} = 50$,

$R_1 = 100\,\Omega$, $R_2 = 1\,k\Omega$,

wobei bei 20 Hz die Verstärkungsverminderung 1,1 sein muß. Erst bestimmen wir n:

$$n = \frac{1 \cdot 10^3}{100 + (2 \cdot 10^3 + 10^3)/(1 + 50)} = 6{,}3$$

Wir zeichnen eine senkrechte Gerade auf die horizontale Achse n = 6,3 und suchen den Schnittpunkt mit der Kurve, die der M = 1,1 entspricht. Abzulesen ist der Wert für $\omega_t \tau$ auf der Ordinate: $\omega_t \tau = 17$. Da wir wissen, daß $(\omega_t \tau) = 17$ bei $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 20$ sein muß, können wir die Kapazität für C auf Grund von τ bestimmen.

$$\tau = \frac{(\omega_t \tau)}{\omega_t} = \frac{17}{2\pi \cdot 20} = 0{,}135\ \mathrm{s}$$

$$C = \frac{\tau}{R_2} = \frac{0{,}135}{1 \cdot 10^3} = 135 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{F} = 135\ \mu\mathrm{F}$$

Man kann auch Verstärkungsverminderungen für andere Frequenzen auf dem Nomogramm (Bild 4) ablesen. Jetzt, bei vorgegebenem Wert für C, kann man die Ordinate als Frequenzachse betrachten, wobei die Frequenz f durch einen Koeffizienten K mit Skalenwerten für $\omega\tau$ verbunden ist:

$$K = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}135} = 1{,}18$$

Die Frequenzskale ist im Bild 5 eingetragen.

Wir können also die Verstärkungsverminderung für jeden Fall (bestimmtes n) und jede beliebige Frequenz ablesen. Die abgelesenen Punkte bilden die Kurve für M, die im Bild 5 gezeichnet ist.

Aus dem Nomogramm kann man außerdem den Phasenwinkel für jede beliebige Frequenz ermitteln. Eine solche Kurve ist für das betrachtete Beispiel im Bild 5 dargestellt. Man kann die Punkte, aus denen die Kurve entsteht, leicht vom Nomogramm als Schnittpunkte zwischen der Ordinate für n = 6,3 und der Phasenkurvenschar erhalten.

Es ist zu bemerken, daß der maximale Phasenwinkel bei bestimmtem n stets unveränderlich bleibt, unabhängig davon, welchen Wert C hat. Er bekommt aber seinen Maximalwert nur bei verschiedenen Frequenzen.

$$f_{\varphi\,max} = \frac{\sqrt{1+K}}{2\pi\tau}$$

In dem Fall, wo ein großer Phasenwinkel ungünstig ist, muß n so klein wie möglich gehalten werden.

Die maximale Verstärkungsverminderung wird ausgedrückt mit 1 + n. Zwischen maximaler Verstärkungsverminderung und maximalem Phasenwinkel ergibt sich eine bestimmte Verbindung, die mit n bezeichnet wird.

Literatur

[1] Г. Ленартц и В. Таэгер: Конструирование схем на транзисторах. Издательство «Энергия», Москва (1964)

[2] Kammerloher, J.: Transistoren Teil I – Grundlagen und Niederfrequenzverstärker. C. F. Wintersche Verlagshandlung, Berlin 1965

[3] И. И. Акулов и др.: Радиотехнические схемы на транзисторах и тунелных диодах. Издательство «Связь» (1966)

[4] И. Г. Мамонкин: Усилительные устройства. Издательство «Связь»

[5] С. М. Герасимов, И. Н. Мигулин, В. Н. Яковлев: Основы теории и расчета транзисторных схем. Издательство «Советское радио» (1963)

Verlustleistung bei gemischter Belastung

Dipl.-Ing. HARALD FRÄNKEL

Es ist bekannt, daß die Belastung von Schichtwiderständen mit Gleichstrom eine weitaus härtere Beanspruchung darstellt als die Belastung mit Wechselstrom. Abgesehen von der Impulsbelastung, die wohl die härteste Beanspruchung ist, kommt es in Fernseh-, Rundfunk- und Meßgeräten sehr oft vor, daß eine gemischte Belastung auftritt. Dies ist immer der Fall, wenn der Widerstand als Arbeitsbzw. Außenwiderstand eines Röhren- oder Transistorverstärkers eingesetzt wird. Dann tritt außer der Gleichstrombelastung am Widerstand noch eine Wechselstrombelastung auf. Die durch die Verstärkerstufe verstärkte Wechselspannung fällt bekanntlich am Außenwiderstand ab gemäß:

$$U_{a\sim} = -I_{a\sim} \cdot R_a \qquad (1)$$

Fragt man die Praktiker nach der Gesamtbelastung dieser Widerstände, so hört man oft die verschiedensten Meinungen. Aus diesem Grunde soll im folgenden allgemein untersucht werden, wie hoch die Widerstände belastet werden, wenn eine Überlagerung der Gleichspannung durch eine Wechselspannung bzw. eines Gleichstroms durch einen Wechselstrom vorliegt.

Die Lösung dieser Aufgabe führt zu einer Integration, da von den Momentanwerten ausgegangen werden muß.

Der resultierende Momentanwert i_r setzt sich zusammen aus dem Gleichstromanteil I_- und dem momentanen sinusförmigen Wechselanteil $i = I_{max} \sin \omega\tau$ zu (s. Bild):

$$i_r = I_- + I_{max} \cdot \sin \omega t \qquad (2)$$

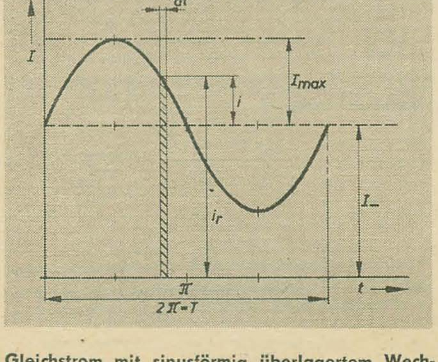
Die resultierende Gesamtleistung P_r an einem Widerstand R ist demnach:

$$P_r = \frac{R}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_- + I_{max} \cdot \sin \omega t)^2\, dt \qquad (3)$$

Die Auflösung des Integrals ergibt:

$$\int_0^{2\pi} (I_- + I_{max} \cdot \sin \omega t)^2\, dt = A + B + C \qquad (4)$$

$$A = \int_0^{2\pi} I_-^2 \cdot dt \qquad (5)$$



Gleichstrom mit sinusförmig überlagertem Wechselstrom

$$B = \int_0^{2\pi} 2\, I_- \cdot I_{max} \cdot \sin \omega t \cdot dt \qquad (6)$$

$$C = \int_0^{2\pi} I_{max}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt \qquad (7)$$

Rechnet man die einzelnen Summanden weiter aus, dann erhält man

$$A = I_-^2 \cdot t = I_-^2 \cdot 2\pi \qquad (8)$$

$$B = 2\, I_- \cdot I_{max} \left[-\cos \omega t\right]_0^{2\pi} = 0 \qquad (9)$$

$$C = I_{max}^2 \left[\frac{t}{2} - \frac{1}{2} \cdot \sin \omega t \cdot \cos \omega t\right]_0^{2\pi} \qquad (10)$$

$$= I_{max}^2 \cdot \pi$$

Nach (3) erhält man mit (4), (5), (6) und (7) für die resultierende Leistung

$$P_r = I_-^2 \cdot R + \frac{I_{max}^2}{2} \cdot R \qquad (11)$$

Man erkennt, daß sich die resultierende Leistung zusammensetzt aus der Gleichstromleistung

$$P_- = I_-^2 \cdot R \qquad (12)$$

und der Wechselstromleistung

$$P_\sim = \frac{I_{max}^2}{2} \cdot R = I_{eff}^2 \cdot R \qquad (13)$$

Bei Überlagerung gilt allgemein immer

$$P_r = P_- + P_\sim \qquad (14)$$

das heißt auch bei nichtsinusförmigen Überlagerungen (z. B. mit Impulsen überlagertem Gleich- oder Wechselstrom).

Die Dreistrahl-Gitterröhre
Teil 1

G. EMMRICH

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik

Obwohl sich die europäischen Farbbildröhrenproduzenten, stützend auf langjährige produktionstechnologische Erfahrungen amerikanischer Firmen, für die bekannte Lochmaskenröhre entschieden haben, beabsichtigt Frankreich, wie bereits bei der Farbfernsehübertragung, nun auch bei der Farbbildwiedergabe eigene Wege zu gehen. Die seit einigen Jahren in Entwicklung befindliche Röhre der Compagnie Française de Télévision (CFT) soll in den kommenden Jahren in je einer Version mit 49- und 59-cm-Schirmdiagonale in die Produktion übergeleitet werden.

Die Röhre der CFT gehört zur Gruppe der Farbbildröhren vom Gittertyp (Chromatron), die generell dadurch charakterisiert werden können, daß zwischen einem streifenförmigen Farbschirm und einem parallel zu seiner Struktur gespannten hochtransparenten Metalldrahtgitter eine Nachbeschleunigung des Elektronenstrahls zwecks Nachfokussierung durchgeführt wird.

Die Gitterröhre erscheint in zwei Hauptvarianten: einer Einstrahl- und einer Dreistrahlausführung. Daneben sind in den letzten Jahren insbesondere aus Japan eine Reihe von Abarten bekannt geworden: Colornetron, Chromagnetron, eine Bipotentialausführung der Gitterröhre, Jatron (Italien). Sie sind jedoch entweder nur für Kleinformate anwendbar, wie z. B. die Einstrahl-Gitterröhre (Lawrence-Röhre), oder bieten, wie z. B. das Jatron, gegenüber dem Grundtyp keine bemerkenswerten Vorteile.

Die französische Röhre ist eine typische Dreistrahl-Gitterröhre und hat mit der Lochmaskenröhre eine gewisse funktionelle Verwandtschaft. Basierend auf grundlegenden Ideen von *Flechsig* und *Lawrence* [1] [2] sowie auf langjährigen Forschungen der Paramount Corporation (USA) auf dem Gebiet der Einstrahlvariante demonstrierte die amerikanische General Electric bereits im September 1955 ihre erste Dreistrahl-Gitterröhre, die in den folgenden Jahren bereits einen hohen technischen Stand erreichte [3] [4].

Funktionsprinzip

Analogie zur Lochmaskenröhre

Bei den Dreistrahl-Farbbildröhren steht die Farbinformation, z. B. in Gestalt der drei Farbwertsignale R, G, B, gleichzeitig zur Ansteuerung der Komponenten des Dreistrahlsystems zur Verfügung. Sowohl bei der Maskenröhre als auch bei der Gitterröhre stehen die Austrittspunkte der drei Strahlsysteme mit den Farbelementen der ihnen zugeordneten Grundfarbschirme (rot, grün, blau) in einem projektiven Zusammenhang, der durch die Lochmaske oder das Fokussiergitter vermittelt wird (Bild 1a und 1b). Bei der Gitterröhre erscheinen jedoch die durchsichtigen linearen Verhältnisse wegen eines elektrischen Beschleunigungsfeldes zwischen Fokussiergitter und Farbschirm in komplizierter Weise verzerrt.

Durch die konzentrierende Wirkung eines solchen Feldes auf den die Gittermaschen durchsetzenden Elektronenstrahl lassen sich diese Gitteröffnungen im Vergleich zu den Lochdurchbrüchen bei der Maskenröhre wesentlich vergrößern und dadurch der bekanntlich schlechte lichtelektrische Wirkungsgrad der Maskenröhre bei der Gitterröhre etwa im Verhältnis der Transparenzen der Maskenelektroden verbessern (Bild 2).

Die richtige Verschachtelung der drei Farbraster ineinander ist, insbesondere bei Röhren mit großen Ablenkwinkeln, eine schwierige Aufgabe für den Röhrenkonstrukteur, die hiermit nur angedeutet sei. Dagegen soll im folgenden auf das für die Gitterröhre charakteristische Problem der Nachfokussieung des Elektronenstrahls und die damit verbundene Rasterverzerrung ausführlicher eingegangen werden. Dabei beziehen wir uns auf die derzeitige französische Ausführung, bei der sowohl das Fokussiergitter als auch der Farbschirm eben sind [5].

Die Nachfokussierung

Legt man zwischen Fokussiergitter und Farbschirm eine Potentialdifferenz derart, daß sich der Farbschirm auf einem wesentlich höheren Potential befindet, so bildet sich in Höhe der Gitteröffnung ein System von elektronenoptischen Zylinderlinsen aus (Bild 3). Wenn man berücksichtigt, daß in einem Potentialfeld die Kraftwirkung auf ein Elektron senkrecht zu den Potentiallinien in Richtung des Potentialgradienten erfolgt, so erkennt man, daß innerhalb eines im Vergleich zum Gitter-Schirm-Abstand relativ begrenzten Gebietes um die Gitterebene herum, insbesondere auf die Randstrahlen des eine Gitteröffnung treffenden Teils des Elektronenstrahls, ein konzentrierender Impuls einwirkt. Dieser führt zu einer Abknickung der Elektronenbahnen zum Zentralstrahl hin, so daß je nach dem Spannungsverhältnis zwischen Fokussiergitter und Schirm eine Unterfokussierung, eine scharfe Fokussierung oder eine Überfokussierung des Elektronenstrahls auf dem Farbschirm realisiert wird. Leider läßt sich, besonders

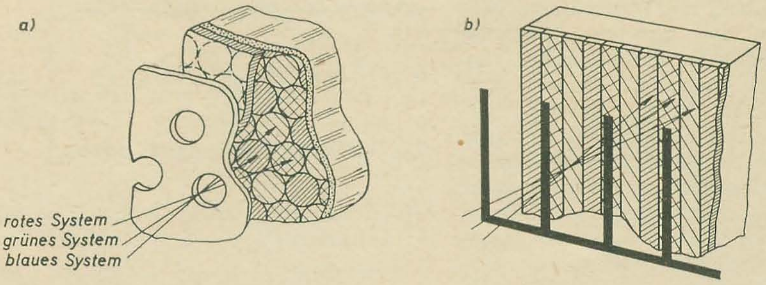


Bild 1: Prinzip der Farbselektion, a) Lochmaskenröhre, b) Dreistrahl-Gitterröhre

Bild 3: Wirkung des Nachfokussierungsgitters ▶

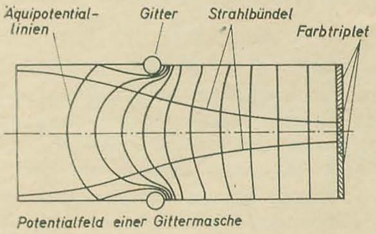
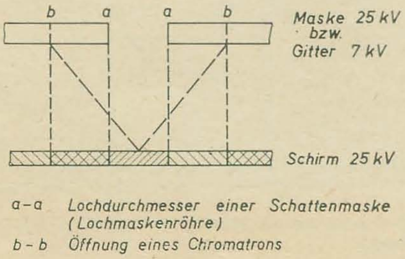
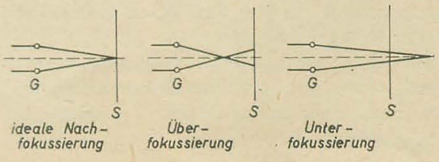


Bild 2: Erhöhung des Strahlwirkungsgrades durch Nachfokussierung





bei den aktuellen Röhren mit größeren Ablenkwinkeln, ohne besondere zusätzliche Aufwendungen eine gleichmäßige oder nahezu gleichförmige Nachfokussierung über die gesamte Schirmfläche nicht erreichen.

Unter Anwendung des Gaußchen Satzes innerhalb eines kleinen Raumbereichs einer Gitermasche ergibt sich die folgende Abhängigkeit der Nachfokussierung von den Komponenten des Einfallwinkels des Elektronenstrahls auf die Gitterebene und vom Spannungsverhältnis zwischen Fokussiergitter und Farbschirm:

$$\frac{\delta}{\Delta_G} = 1 - (x-1)\,\frac{(1+\mathrm{tg}^2\,\Theta)\left[\mathrm{tg}^2\,\alpha + \sqrt{1+(x-1)(1+\mathrm{tg}^2\,\Theta)}\right]}{(1+\mathrm{tg}^2\,\alpha)\left[1+\sqrt{1+(x-1)(1+\mathrm{tg}^2\,\Theta)}\right]\sqrt{1+(x-1)(1+\mathrm{tg}^2\,\Theta)}} \quad (1)$$

δ ≙ die Breite (theoretisch) des nachfokussierten Elektronenstrahls auf dem Farbschirm senkrecht zu den Farbstreifen,

Δ_G ≙ die Breite der Fokussiergitteröffnungen,

$x = U_S/U_G$ ≙ das Verhältnis der Spannungen am Farbschirm (U_S) und am Fokussiergitter (U_G)

Θ ≙ der Einfallwinkel des Elektronenstrahls auf das Fokussiergitter in bezug auf die Normale zur Gitterebene,

α ≙ die Horizontalkomponente des Einfallwinkels und

β ≙ die Vertikalkomponente des Einfallwinkels (es gilt die Beziehung $\mathrm{tg}^2\,\Theta = \mathrm{tg}^2\,\alpha + \mathrm{tg}^2\,\beta$)

Sie indiziert eine besonders starke Abhängigkeit der Nachfokussierung in vertikaler Richtung, d. h. in Richtung der Farbstreifen. Man wird also die Röhre so auszulegen haben, daß ein optimaler Kompromiß zwischen Über- und Unterfokussierung über der gesamten Schirmfläche erreicht wird. Dabei muß eine zum Abfangen unvermeidlicher mechanischer Toleranzen und von Störeffekten durch äußere Felder erforderliche Schutzzone zwischen der Gesamtbreite der Leuchtstoffstreifen und ihrer elektronisch erregten Zone überall gewährleistet sein. Im Bild 4 ist die Abhängigkeit der Nachfokussierung vom Spannungsverhältnis zwischen Schirm und Gitter nach Gl. (1) für einige markierte Schirmstellen einer 90° abgelenkten Röhre dargestellt. Aus diesem Diagramm kann das optimale Spannungsverhältnis so bestimmt werden, daß die auf die Breite der Leuchtstoffstreifen bezogene theoretische Breite des nachfokussierten Elektronenstrahls gleichmäßig an allen Schirmstellen möglichst weit unter dem Wert 1 bleibt. Nach Festlegung des Spannungsverhältnisses x kann dann, abgesehen zunächst von der im nächsten Abschnitt behandelten Rasterverzeichnung, das elektronische Erregungsbild hinsichtlich der Breite seiner nachfokussierten Strahlen in einem Schirmquadranten gezeichnet werden (Bild 5). Um praktischen Verhältnissen näher zu kommen, wurde dabei zu der theoretischen, sich aus Gl. (1) ergebenden Strahlbreite ein konstanter Betrag von 0,075 mm addiert, der den Überstrahlungsphänomenen Rechnung trägt.

Bisher wurde allein der Effekt der Nachfokussierung diskutiert. Es wurde dabei stets angenommen, daß der Elektronenstrahl die Leuchtstoffstreifen an allen Schirmstellen zentral trifft. Eine solche Deckung zwischen den Farbstreifen des Schirms und dem Erregungsmuster über dem gesamten Schirm zu gewährleisten, stellt jedoch ein weiteres grundlegendes Problem der Gitterröhre dar, das mit der Nachfokussierung eng verknüpft ist.

Die Rasterverzerrung

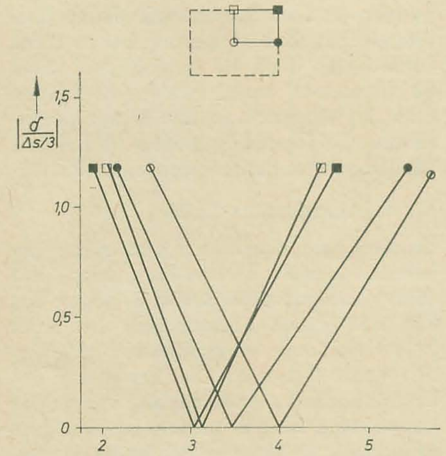
Bei der Gitterröhre, jedenfalls bei ihrer Grundausführung, ist der durch das Fokussiergitter einerseits und die Ablenkebene andererseits begrenzte Konusraum im wesentlichen feldfrei. Demgegenüber wirkt im Gebiet zwischen Fokussiergitter und Farbschirm auf das Elektron eine konstante Fallkraft $|e|\,(U_S - U_G)/d_{GS}$, die eine parabelförmige Abweichung seiner Bahn nach Einfall auf das Fokussiergitter verursacht. Dadurch entsteht eine tonnenförmige Verzeichnung des elektronischen Erregungsmusters, deren zu den Farbstreifen senkrechte Komponente ε zu ernsthaften Farbfehlern führen würde (Bild 6).

$$\varepsilon = L_0\,\mathrm{tg}\,\alpha\left(1 - \frac{\Delta_S}{\Delta_G}\right) + \frac{2\,d_{GS}\,\mathrm{tg}\,\alpha\left[\sqrt{1+(x-1)(1+\mathrm{tg}^2\,\Theta)} - 1\right]}{(x-1)(1+\mathrm{tg}^2\,\Theta)} \quad (2)$$

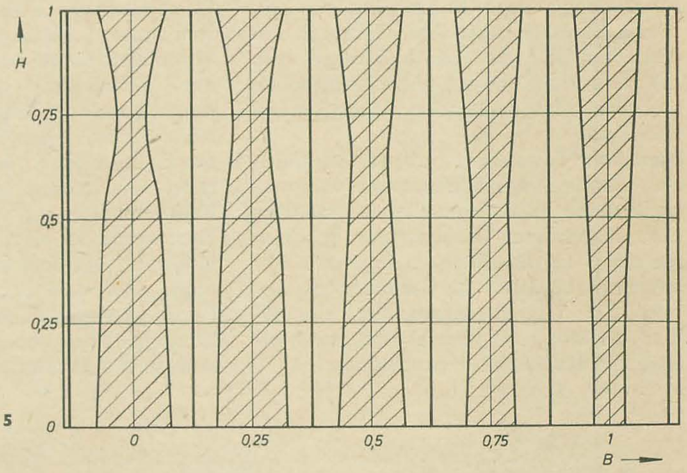
L_0 ≙ der Abstand Ablenkebene – Fokussiergitter,

Δ_S ≙ der Abstand zweier benachbarter Leuchtstreifentripletts und

d_{GS} ≙ der Abstand Fokussiergitter – Schirm



4



5

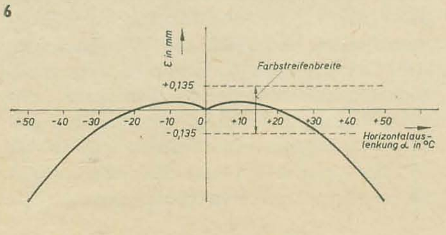
Bild 4: Nachfokussierung einer 90° abgelenkten Gitterröhre in Abhängigkeit vom Spannungsverhältnis zwischen Gitter und Farbschirm für verschiedene Schirmstellen

Bild 5: Optimale Nachfokussierung in einem Schirmquadranten einer 90° abgelenkten Gitterröhre

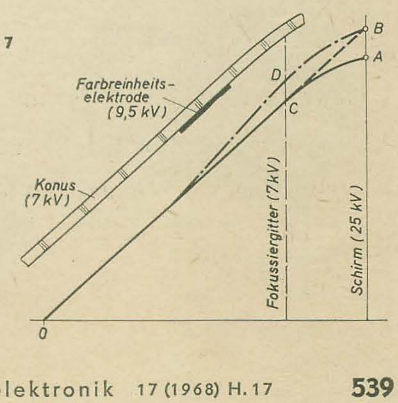
Bild 6: Deckungsfehler zwischen linearem Farbschirm und elektronischem Erregungsmuster

Bild 7: Wirkung der Farbreinheitselektrode. OCA Bahn des unkorrigierten Elektronenstrahls (tunnenförmige Rasterstruktur), OCB Ähnlichkeitsprojektion der Gitterstruktur auf dem Farbschirm, ODB Bahn des vorabgelenkten Elektronenstrahls mit dem Ziel der Rasterentzerrung durch die Farbreinheitselektrode

6



7



Zur Wiederherstellung der Kongruenz zwischen Farbschirmstruktur und dem durch das Fokussiergitter vermittelten elektronischen Erregungsmuster sind zwei Verfahrensweisen möglich:

a) Die Tendenz zur Konzentration des von dem jeweiligen Ablenkzentrum ausgehenden Elektronenstrahlbüschels wird durch eine einfallwinkelabhängige entgegengesetzte, also das Büschel divergierende Vorablenkung des Elektronenstrahls vor seinem Auftreffen auf das Fokussiergitter im Mittel kompensiert.

b) Die Struktur des Farbschirms wird bereits bei seiner Herstellung dem röhrentypischen, tonnenförmig verzeichneten elektronischen Erregungsmuster angepaßt (Methode der Schirmvorzerrung).

Die unter a) genannte Methode wird bei der französischen Röhre angewandt. Ihr Schirm besteht aus linearen äquidistanten Farbstreifen. Die Funktion der Entzerrung des Erregungsmusters übernimmt eine als geschlossenes Band zwischen Fokussiergitter und Konusbelag auf die Innenwandung des Konus in definierter Gestalt aufgestrichene sogenannte Korrekturelektrode, die gegenüber dem Fokussiergitter etwa um 2 kV positiv ist und in einem früheren Entwicklungsstadium noch zeilen- und/oder bildfrequent dynamisch moduliert wurde.

Die Wirkungsweise dieser Korrekturelektrode ist im Bild 7 schematisch dargestellt.

Die unter b) genannte Methode wurde bereits früher von General Electric praktiziert [3] [8] [9]. Sie kann z. B. dadurch realisiert werden, daß man den unter imitierten Betriebsbedingungen bereits verzerrten Elektronenstrahl selbst direkt oder indirekt (unter Zwischenschaltung eines Kopiernegativs) zur Fixierung der Streifenstruktur des Farbschirms heranzieht.

Elektroakustische Geräte mit Wandlerelementen aus Piezokeramik

Dipl.-Ing. R. MARSTALLER

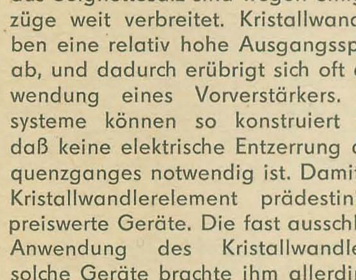
Mitteilung aus dem VEB Elektroakustik Leipzig

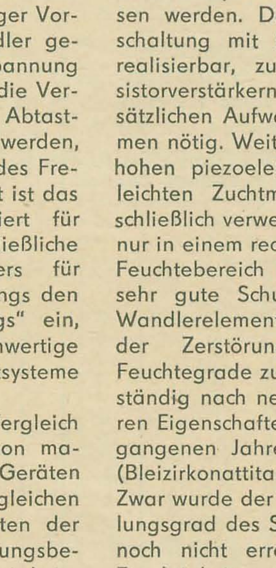
Schallplattenabtastsysteme und Mikrofone mit piezoelektrischen Wandlerelementen aus Seignettesalz sind wegen einiger Vorzüge weit verbreitet. Kristallwandler geben eine relativ hohe Ausgangsspannung ab, und dadurch erübrigt sich oft die Verwendung eines Vorverstärkers. Abtastsysteme können so konstruiert werden, daß keine elektrische Entzerrung des Frequenzganges notwendig ist. Damit ist das Kristallwandlerelement prädestiniert für preiswerte Geräte. Die fast ausschließliche Anwendung des Kristallwandlers für solche Geräte brachte ihm allerdings den schlechten Ruf des „Kristallklangs" ein, sehr zu unrecht, wie vor allem hochwertige moderne piezoelektrische Abtastsysteme beweisen.

Man kann feststellen, daß der Vergleich der Übertragungseigenschaften von magnetischen bzw. dynamischen Geräten piezoelektrischen Geräten der gleichen Preislage in der Regel zu gunsten der letzteren ausfällt. Der Anwendungsbereich der Seignettesalzwandler wird jedoch durch einige prinzip- und materialbedingte Nachteile eingeschränkt: Sie müssen für eine gute Wiedergabe der tiefen Frequenzen hochohmig abgeschlossen werden. Damit ist eine Zusammenschaltung mit Röhrenverstärkern einfach realisierbar, zur Verbindung mit Transistorverstärkern machen sich jedoch zusätzlichen Aufwand erfordernde Maßnahmen nötig. Weiterhin ist der wegen seines hohen piezoelektrischen Effekts und der leichten Zuchtmöglichkeiten bisher ausschließlich verwendete Seignettesalzkristall nur in einem recht engen Temperatur- und Feuchtebereich beständig, und auch eine sehr gute Schutzlackierung vermag die Wandlerelemente nur begrenzte Zeit vor der Zerstörung durch unzuträgliche Feuchtegrade zu bewahren. Es ist deshalb ständig nach neuen Stoffen mit günstigeren Eigenschaften gesucht und in den vergangenen Jahren die sog. Piezokeramik (Bleizirkonattitanat) entwickelt worden.

Zwar wurde der elektromechanische Kopplungsgrad des Seignettesalzes bei weitem noch nicht erreicht, aber die absolute Feuchtigkeitsunempfindlichkeit und Beständigkeit bei hohen Temperaturen gestattete die Entwicklung tropenfester Geräte und verhalf der Piezokeramik zu einem immer größeren Anwendungsgebiet.

Dem Bedarf nach klimafesten elektroakustischen Wandlern in unserer Fonoindustrie Rechnung tragend, wurden im VEB Elektroakustik ein Stereoabtastsystem und ein piezoelektrisches Mikrofon mit Keramikwandlern entwickelt. Diese Geräte sind nicht nur deshalb auch für den Binnenmarkt interessant, weil ein Seignettesalzsystem unter ungünstigen Bedingungen (direkte Sonnenbestrahlung über längere Zeitdauer, Lagerung bei zu hoher Luftfeuchte) auch im gemäßigten Klima defekt werden kann, sondern es wurden auch im Vergleich zu den bisher produzierten Seignettesalzgeräten verbesserte Übertragungseigenschaften erreicht.





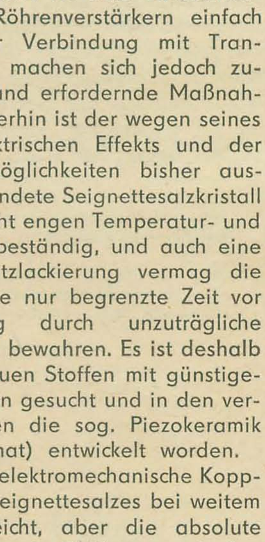


Bild 1: Abtastsystem CS 21

Bild 3: Mikrofon CM 465

Bild 4: Mikrofon CM 565

Stereo-Abtastsystem CS 21

Gehäuse und Anschlüsse sind in der bekannten standardisierten Form ausgeführt (Bild 1), so daß das CS 21 z. B. gegen das KSS 0163 direkt austauschbar ist. Auch in Prinzip und Wirkungsweise gleichen sich beide Systeme: Die Bewegung des Nadelträgers wird durch ein V-förmiges Koppelstück in die beiden um 90° verschiedenen Richtungen der Stereokomponenten aufgeteilt. Jede Bewegungskomponente wird dann einem der beiden Biegewandlerelemente zugeführt. Mit dem gewählten Aufbau erhält man Übertragungsfaktoren um 80 mVs/cm, bedingt durch das Keramikwandlermaterial, also etwa die Hälfte des Wertes vom Seignettesystem KSS 0163. Die Wandlerkapazität beträgt etwa 1 nF, und als Abschlußwiderstand ist wie bei allen anderen üblichen Systemen 1 MΩ vorgeschrieben. Der Übertragungsbereich reicht von 30 Hz bis 14 kHz. Innerhalb dieses Bereichs verläuft die Übertragungskurve (Bild 2) zwischen den

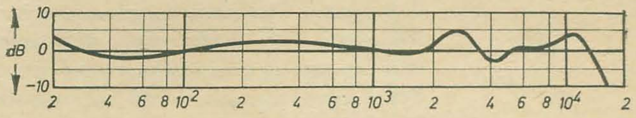


Bild 2: Typische Ubertragungskurve des CS 21

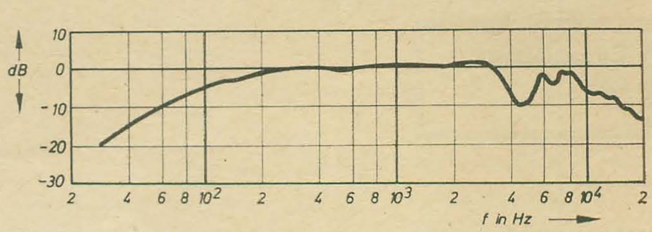


Bild 5: Typische Ubertragungskurve der Mikrofonkapsel CK 365

Grenzen eines linearen Toleranzkanals von ± 7 dB Breite. Die Unsymmetrie der beiden Kanäle ist bei 1000 Hz < 3 dB. Das in den nicht erregten Kanal übergesprochene Signal liegt bei 1000 Hz 17 dB, bei 8 kHz und 100 Hz mindestens 10 dB unter dem Nutzsignal des erregten Kanals. Das CS 21 hat im Mittel eine Nachgiebigkeit von 3 mm/N und kann deshalb mit einer Auflagekraft von 5 p betrieben werden (KSS 0163: 7 p). Es kann wahlweise mit Saphir- oder Diamantnadel bestückt werden. Die Ausführung mit Diamantnadel hat die Typenbezeichnung CS 21 D, die Bezeichnung CS 21 K gilt für die Ausführung mit Saphirnadel.

Mikrofon CM 465/565

Das CM 465 ist ein Universalheimmikrofon, jedoch vorzugsweise als Tischmikrofon gedacht (Bild 3). Es liegt nach dem Einklappen seiner Aufstellstütze auch gut in der Hand und kann so für Heimreportagen benutzt werden. Ein Loch in der Aufstellstütze gestattet das Aufschrauben (max. $^1/_2$"-Gewinde) auf ein Stativ. Das CM 565 ist als Kommandomikrofon ausgebildet (Bild 4). Es kann mit einem $^1/_2$"-Gewinde im Mikrofonfuß auf einen Ständer oder auf ein Pult aufgeschraubt werden. Über das 200 mm lange biegsame Metallrohr läßt sich der Mikrofonkopf in jede beliebige Lage bringen.
Beide Mikrofone sind mit der gleichen Kapsel CK 365 ausgerüstet und unterscheiden sich deshalb in ihren elektroakustischen Eigenschaften kaum. Die Kapsel CK 365 ist ein Druckempfänger. Der Schalldruck wirkt auf eine nawiförmige Alufoliemembran, deren Bewegung direkt auf die Mitte eines beiderseitig gelagerten Biegewandlerelements übertragen wird. Das schwingende System wird auf die bei piezoelektrischen Mikrofonen ungewöhnliche Art der Ausnutzung des Luftströmungswiderstandes von Stoffgeweben bedämpft. Dadurch wurde ein für piezoelektrische Mikrofone außerordentlich gleichmäßiger Frequenzgang erzielt (Bild 5): Im Übertragungsbereich 60 Hz bis 13 kHz verläuft der Übertragungsfaktor innerhalb eines linearen Toleranzkanals von 12 dB Breite, wenn das Mikrofon mit dem Nennabschlußwiderstand von 1 MΩ belastet wird. Der Übertragungsfaktor beträgt bei 1000 Hz im Mittel 1,3 mV/μbar, die mittlere Innenkapazität liegt bei 1,2 nF. Es können damit etwa bis zu 5 m Verlängerungsanschlußkabel verwendet werden, ohne daß eine nennenswerte Empfindlichkeitseinbuße (3 dB) eintritt.

Ovallautsprecher mit extremem Achslängenverhältnis

Ing. K. MENDE

Mitteilung aus dem VEB Elektroakustik Leipzig

Im Dezember 1967 wurde im VEB Elektroakustik Leipzig die Entwicklung eines 4-VA-Ovallautsprechers (dynamischer Lautsprecher mit Dauermagnet) mit extremem Achslängenverhältnis abgeschlossen. Der neue Lautsprecher hat die Korbaußenmaße 90 mm × 355 mm (Bild 1) und eine Masse von etwa 0,73 kg. Seine Typenbezeichnung ist 228 MB.
Die Entwicklung wurde auf Grund von Wünschen empfängerbauender Betriebe durchgeführt. Mit dem neuen Lautsprecher wird das Sortiment an Einbaulautsprechern um einen im DDR-Programm bisher nicht vorhanden gewesenen Typ mit besonders einbaugünstigen Abmessungen erweitert.
Der neue Lautsprecher Typ 228 MB hat einen angenehmen Klangcharakter mit gut gegeneinander abgewogener Höhen- und Tiefenwiedergabe bei niedrigem Klirrfaktor. Besonders bemerkenswert ist die vergleichsweise hohe Kennempfindlichkeit.

Allgemeines zum Aufbau

Stahlblechkorb; Faserstoffmembran; Textilzentriermembran; staubgeschütztes Antriebssystem; Ringmagnetsystem.
Magnetwerkstoff: Maniperm 840
TGL 16 541 Bl. 1.

Elektrische und elektroakustische Daten

Nennbelastbarkeit:	4 VA
Übertragungsbereich:	85 Hz···12 000 Hz
Nennresonanzfrequenz:	120 Hz
Nennscheinwiderstand:	4 Ω
Lautsprecher-Magnetsystem:	A 19/5 TGL 200-7081
Nenninduktion des Magnetsystems:	1,0 T (10 000 Gauß)
Kennempfindlichkeit:	etwa 10 μbar/$\sqrt{VA}$

Bild 2 zeigt die Übertragungskurve (Schalldruck in Mittelachse in 1 m Entfernung bei konstanter Spannung an der Schwingspule) und Bild 3 die Ortskurve des Scheinwiderstands.

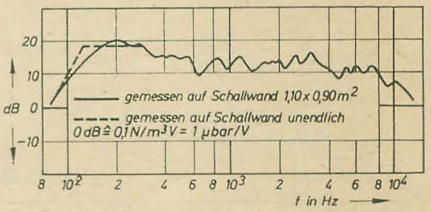
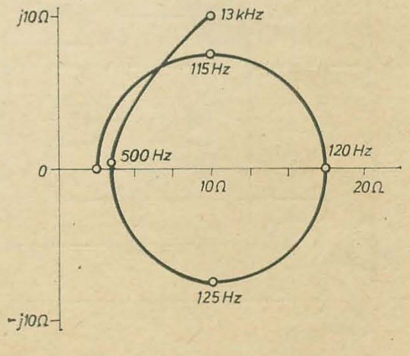


Bild 2: Übertragungskurve des Ovallautsprechers 228 MB (Anstelle 0,1 N/m³ V lies 0,1 N/m² V)



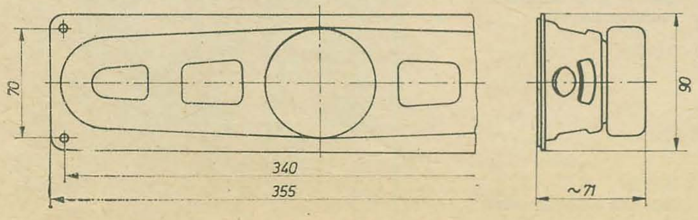


Bild 1: Abmessungen des Ovallautsprechers 228 MB

Bild 3: Scheinwiderstandsortskurve des Ovallautsprechers 228 MB

Bauanleitung

Spannungsgesteuerter Rechteckwellengenerator

Es wird ein Rechteckwellengenerator beschrieben, der durch eine angelegte Gleichspannung abgestimmt werden kann. Der Frequenzbereich reicht von 100 Hz bis 14 kHz. Die dazu erforderliche Steuerspannung liegt zwischen — 11,5 und 0 V, gegen den Pluspol von U_B gemessen. Der Generator wurde als steckbarer Baustein aufgebaut, und die äußeren Maße betragen 25 mm × 25 mm × 20 mm.

H. KÜHNE

Schaltungsbeschreibung

Als Grundschaltung wurde ein astabiler Multivibrator verwendet. Die Kippzeiten einer solchen Schaltung werden durch die Entladung eines Kondensators über einen Widerstand bestimmt. Im einfachsten Fall ist dies der Basiswiderstand eines Transistors.

Die Schaltung eines einfachen symmetrischen Multivibrators zeigt Bild 1. Für die Zeit einer Halbperiode t_1 gilt

$$t_1 = 0{,}69 \cdot C\,R_B$$

In dieser Halbperiode wird der vorher aufgeladene Kondensator C entladen. Dieser Kondensator muß in der nachfolgenden zweiten Periode durch den Kollektorwiderstand des anderen Transistors wieder voll aufgeladen werden. Wenn man annimmt, daß das nach der dreifachen Zeitkonstante der Fall ist, so erhält man

$$t_2 = 3 \cdot C\,R_C$$

$t_2 \triangleq$ Aufladezeit

Für das Mindestverhältnis zwischen R_B und R_C gilt

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{0{,}69 \cdot C\,R_B}{3 \cdot C\,R_C}$$

$$\frac{R_B}{R_C} = 4{,}35$$

Das maximale Verhältnis wird durch die Stromverstärkung B bestimmt. Werden Transistoren mit B = 100 verwendet, so erhält man

$$\frac{R_B}{R_C} = 100$$

Soll nun die Frequenz eines astabilen Multivibrators verändert werden, so können die beiden Basiswiderstände regelbar gemacht werden. Dabei darf aber weder das maximale noch das minimale Verhältnis R_B/R_C überschritten bzw. unterschritten werden. Im obigen Beispiel erhält man also eine Frequenzvariation von 1/23.

Wenn eine größere Variation (ohne Umschaltung von C) gefordert wird, so muß die Stromverstärkung der Transistoren erhöht oder der über die Widerstände R_B zur Durchsteuerung von T_1 und T_2 gelieferte Basisstrom auf einem anderen Weg bereitgestellt werden.

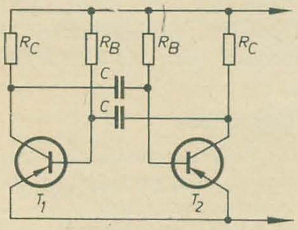
Eine Möglichkeit zeigt Bild 2. Bei diesem Multivibrator wurden die zeitbestimmenden Kondensatoren durch Z-Dioden überbrückt. Die Z-Spannung dieser Dioden liegt um wenige zehntel Volt unter der stabilisierten Versorgungsspannung von 5,5 V des astabilen Multivibrators. Die Z-Dioden werden niederohmig, sobald der Kondensator auf den Wert der Z-Spannung aufgeladen ist. Sie lassen dann den zur weiteren Durchsteuerung notwendigen Basisstrom fließen.

Die Entladewiderstände können nun fast beliebig groß gemacht werden. Es besteht nur die Bedingung, daß der kleinstmögliche Basisstrom am Kollektorwiderstand einen Spannungsabfall erzeugt, der größer als die Differenz zwischen Versorgungsspannung und der Z-Spannung der Überbrückungsdioden ist.

Setzt man in der Schaltung nach Bild 1 derartige Dioden ein und bezeichnet man die Betriebsspannung mit U_B sowie die Z-Spannung mit U_Z, so erhält man eine neue Gleichung für das größtmögliche Verhältnis R_B/R_C.

$$\frac{R_B}{R_C} = \frac{B\,U_B}{U_B - U_Z}$$

Bei einem so aufgebauten Generator besteht aber immer noch der Nachteil, daß zwei Entladewiderstände gleichzeitig „betätigt" werden müssen. In der praktisch ausgeführten Schaltung werden die Kondensatoren darum nicht durch Wider-



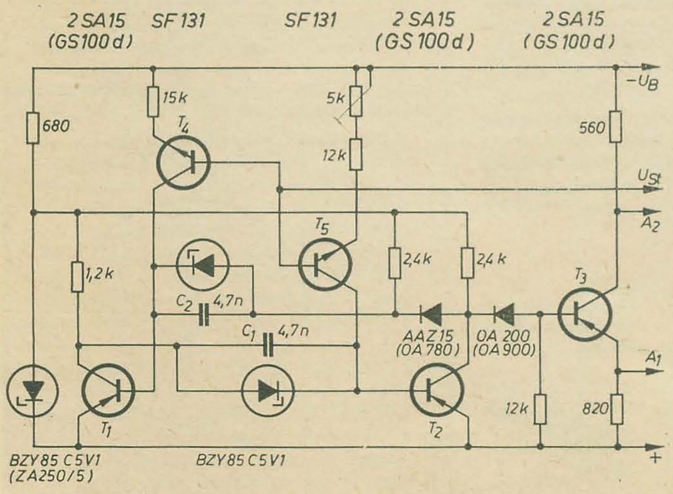


Bild 1: Grundschaltung eines astabilen Multivibrators

Bild 2: Schaltung des spannungsgesteuerten Multivibrators

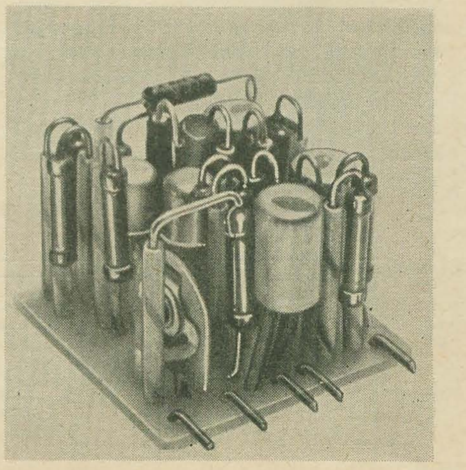


Bild 3: Foto des Aufbaumusters

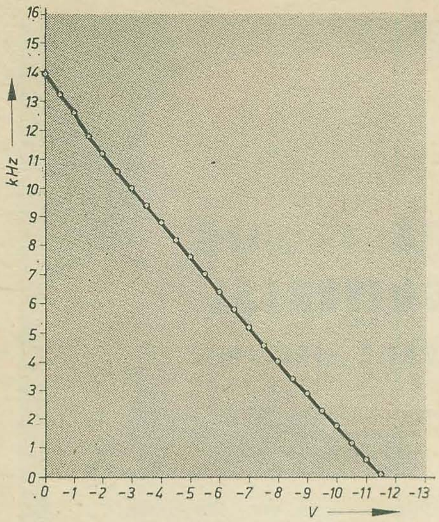


Bild 4:
Umwandlungskennlinie Spannung – Frequenz

stände, sondern mit einem konstanten Strom entladen. Der Entladestrom wird durch zwei im Emitterkreis stark gegengekoppelte npn-Si-Transistoren geliefert. Die beiden Basen werden miteinander verbunden und an den Schleifer eines Potentiometers geführt. Wird nun die Steuerspannung positiver, so wird der Entladestrom größer, und dadurch steigt die Frequenz.

Vom Kollektor von T_2 wird das Signal über eine Si-Diode zur Ausgangsstufe geleitet. Diese Diode ist wegen der Restspannung von T_2 notwendig. Um eine Abrundung der Rechteckimpulse durch die Aufladung von C_2 zu vermeiden, wurde der Aufladewiderstand durch eine Schaltdiode vom Kollektorwiderstand getrennt.

Schaltungsaufbau

Die gesamte Schaltung wurde auf einer Leiterplatte von 25 mm × 25 mm in gedruckter Schaltung aufgebaut. Der Baustein ist steckbar (Bild 3).

Um den Generator als Analog-Digitalwandler verwenden zu können, ist im Bild 4 die Frequenz in Abhängigkeit von der Steuerspannung aufgenommen. Die Spannung wurde zwischen dem Schleifer und dem Pluspol von U_B gemessen. Benutzt wurde der Zählfrequenzmesser vom Typ 3506 a. Wie aus Bild 4 zu ersehen ist, ist die Linearität der Umwandlung von Spannung in Frequenz zufriedenstellend.

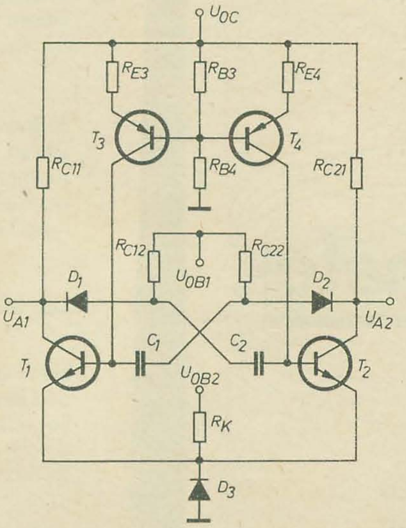
Literatur

Hartebrot, B.: Spannungsgesteuerte Impulsgeneratoren mit großem Frequenzbereich. radio und fernsehen 16 (1967), H. 19, S. 586–588

Astabiler Multivibrator mit spannungsgesteuerter Impulsbreite

In der modernen Impulstechnik werden an astabile Multivibratoren die vielfältigsten Anforderungen gestellt. Neben einer großen Zahl nichtkonventioneller Schaltungen steht zur Realisierung dieser Forderung die herkömmliche astabile Multivibratorschaltung zur Verfügung, die insbesondere durch zahlreiche Variationsmöglichkeiten den unterschiedlichsten Betriebsbedingungen angepaßt werden kann. Auf dem Bild ist eine solche durch Kombination mehrerer Möglichkeiten abgewandelte Schwingschaltung dargestellt. Sie wurde der Zeitschrift „Electronics" (1967), H. 15, S. 115 und 116, entnommen und soll kurz erläutert werden.

Der aufgezeichneten Schaltung liegt die herkömmliche astabile Multivibratorschaltung zugrunde, auf deren Wirkungs-



Variante der konventionellen astabilen Multivibratorschaltung für Spannungssteuerung der Impulsbreite

weise hier nicht hingewiesen zu werden braucht. Die die Dauer der quasistabilen Zustände bestimmende Entladung der Koppelkondensatoren wird in der vorgestellten Schaltung durch Konstantstromquellen T_3 und T_4 vorgenommen. Die Kombination D_1, D_2 R_{C12}, R_{C22}, U_{OB1} gewährleistet, daß sich die zeitbestimmenden Kondensatoren auf eine nur von U_{OB1} abhängige Spannung aufladen. Infolge der Entladung mit einem konstanten I_C Strom wird die Dauer der quasistabilen Zustände linear von U_{OB1} abhängig, und es gilt

$$T_1 = C_1 \frac{U_{OB1}}{I_C}$$

und

$$T_2 = C_2 \frac{U_{OB1}}{I_C}$$

Aus diesen Zusammenhängen ist zu erkennen, daß die Schwingfrequenz der dargestellten Schaltung linear von der Spannung U_{OB1} abhängt, sofern diese größer als ein durch die Restspannungen der Transistoren und Entkopplungsdioden bestimmter unterer Grenzwerte ($U_{OB1} \geqq 2$ V) ist. Der obere Grenzwert von U_{OB1} ist nur durch U_{OC} ($U_{OB1} \leqq U_{OC}$) unter der Voraussetzung fixiert, daß die zulässige Basis-Emittersperrspannung der Transistoren T_1 und T_2 (evtl. Schutzdioden vorsehen!) und die zulässige Kollektorspannung der Transistoren T_3 und T_4 hinreichend groß sind. Damit ist eine Spannungssteuerung der Frequenz, wie sie z. B. für Fernmeßzwecke und ähnliches erwünscht ist, mit relativ einfachen Mitteln möglich.

Die Steuerung der Aufladung der Koppelkondensatoren mit der genannten Kombination hat außerdem zwei weitere wesentliche Vorteile. Einmal werden die Flanken der Ausgangsimpulse nicht durch kapazitive Belastung verschliffen, und zum anderen wird der Einfluß der Belastung nach Masse auf die Schwingfrequenz (Lasteffekt) beseitigt, sofern U_{OB1} den Lastbedingungen entsprechend richtig gewählt ist.

Die Diode D_3 ist in Flußrichtung vorgespannt. Der Spannungsabfall soll gleich dem am leitenden Transistor plus Entkopplungsdiode sein. Unter dieser Bedingung ist die Impulsbreite auch bei relativ kleinen Werten von U_{OB1} unabhängig vom Spannungsabfall an den Entkopplungsdioden ($D_{1,2}$) und von der Restspannung des leitenden Transistors. Außerdem kompensiert D_3 den von den Entkopplungsdioden hervorgerufenen Temperaturgang und verbessert das Nullpotential des Ausgangssignals. Die hier dargestellte Schaltungsvariante der Steuerung der Impulsbreite ist in analoger Weise für monostabile Schaltungen günstig einsetzbar.

Da die Schaltung selbstverständlich auch „komplementär" aufgebaut werden kann, dürfte ein breites Anwendungsfeld vorhanden sein. *Graichen*

Welches Studio (Platte, Film, Funk, Fernsehen) sucht
jungen vielseitig interess. Ingenieur (Elektronik)
für Aufgaben der Ton/Bild-Technik?
Bin 28 Jahre, viele Vorkenntnisse in Musik (Pianist), Elektro-Akustik, Foto- und Filmtechnik in Aufnahme und Wiedergabe, englische und russische Sprachkenntnisse, Fahrerlaubnis 1 und 4. Auch Interesse für Arbeiten im Sender oder Entwicklung mit entsprech. Aufgaben.
Angebote unter 76 889 an Dewag-Werbung, 69 Jena

Verkaufe
„Radio und Fernsehen"
Jahrgang 65, 66, 67
„Funktechnik"
Jahrgang 65, 66, 67
zu je 50,– M, alle gebunden.
Angebote unter R. u. F. 4629 an Dewag, 1054 Berlin

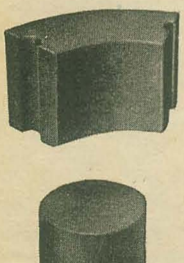
Suchen dringend
zu Ausbildungszwecken
hochwertige elektronische Morsetaste
kommerzieller Fertigung.
Zuschriften unter RF 4626 an Dewag, 1054 Berlin

Für die verschiedensten Bereiche der Technik:

Dauer-Magnete

Alnico – G 28
Alnico – G 30
Alnico – G 45
Alnico – G 56

in allen erforderlichen Größen



für Lautsprecher, Motoren, Zündmaschinen, Kupplungen, Lichtbogenlöschung, elektrische Meßgeräte und andere Anwendungsgebiete in der Elektrotechnik, im Maschinenbau und im Apparatebau

Fordern Sie bitte unsere technische Beratung an!

VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

Mikolajczyk
Paszkowski

ELECTRONIC UNIVERSAL

VADE-MECUM

In zwei Bänden. 2., verbesserte und ergänzte Auflage. Kunststoffeinband 131,85 Mark. Bestellnummer Po 7314

Diese Auflage wurde von Pergamon Press, London, und Wydawnictwa Naukowo-Technicze, Warszawa, unter Mitarbeit des Komitees für Elektronik und Fernmeldewesen an der Polnischen Akademie der Wissenschaften, herausgegeben.

1. Band: 442 Gruppen mit technischen Daten der Empfängerröhren. 35 Seiten Einleitung. 660 Seiten Charakteristiken und Schemata.

2. Band: 580 Gruppen mit technischen Daten der Senderöhren, Magnetfeldröhren, Kernstrahlungsdetektoren und Halbleiterelementen. 28 Seiten Einleitung. 790 Seiten Charakteristiken und Schemata.

Die technischen Daten der Röhren und Halbleiter vermitteln:

Nennwerte der elektrischen Röhrendaten und Betriebsdaten – Ersatzröhrentypen – Sockelschaltungen – Röhrenkennlinien, die für die Gruppe typisch sind – Grundsätzliche Betriebsschaltungen für die modernsten Röhren.

Vorwort in Russisch und Polnisch. Einleitende Übersichten mit Bedeutungserklärung der international genormten Symbole in deutscher, polnischer, russischer, englischer, französischer, spanischer und italienischer Sprache. Alphabetisches Verzeichnis der Firmenmarken internationaler Herstellerbetriebe sowie spezielle Sachregister.

Erhältlich in jeder Buchhandlung mit Fremdsprachensortiment.

LKG LEIPZIGER KOMMISSIONS- UND GROSSBUCHHANDEL

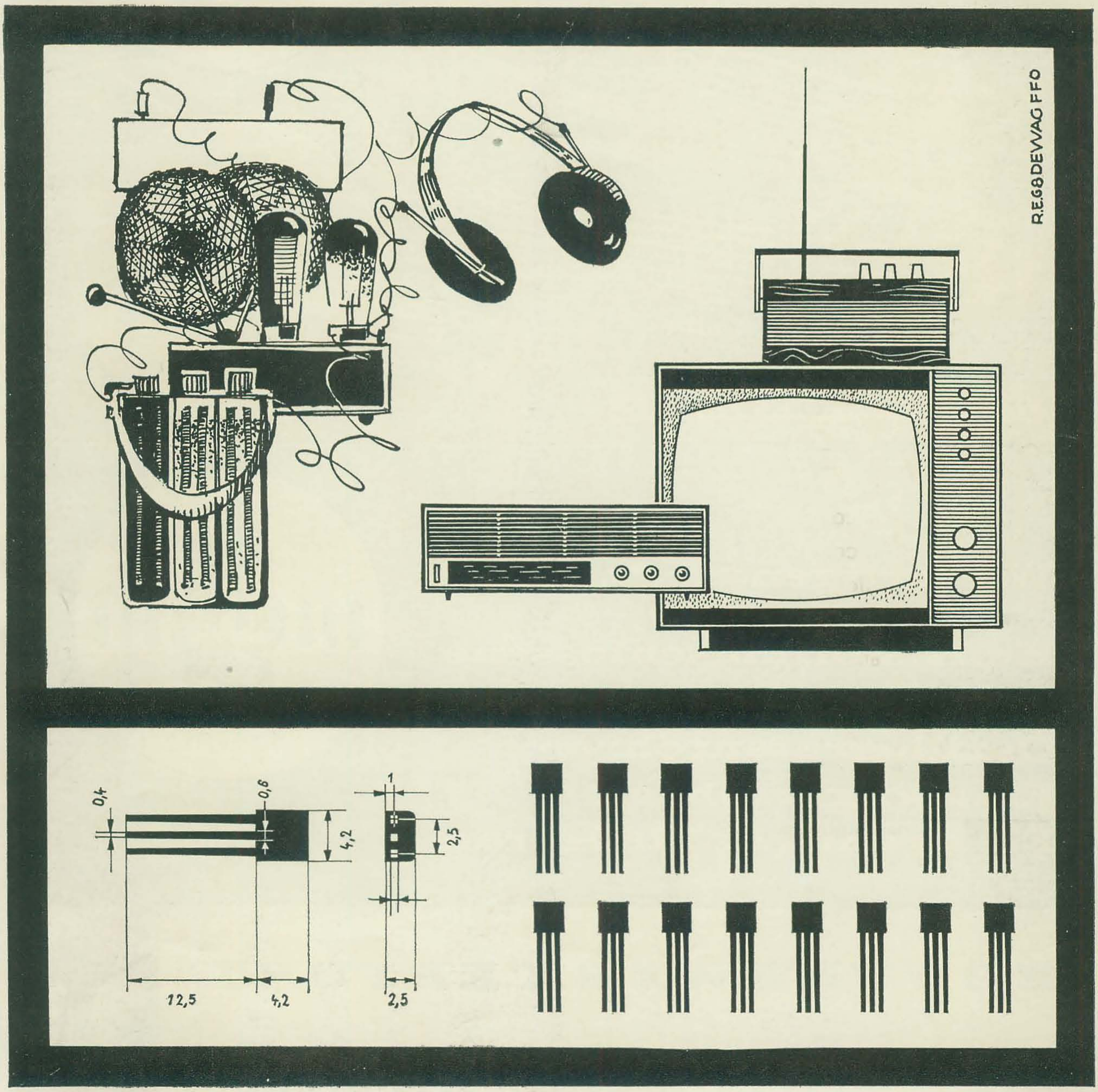
MINIPLAST-TRANSISTOREN

GRÖSSTE PRÄZISION AUF KLEINSTEM RAUM

Der technische Fortschritt zeigt sich nicht immer von außen, besonders bei den Teilen der technischen Ausrüstung. Unsere MINIPLAST-TRANSISTOREN beweisen aber auch äußerlich, daß völlig neue Wege beschritten wurden. Diese modernen elektronischen Bauelemente bieten dem Techniker neuartige Möglichkeiten für die Konstruktion raumsparender und ökonomischer Geräte. Das erweist sich besonders bei der Radio- und Fernsehtechnik als vorteilhaft.

VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

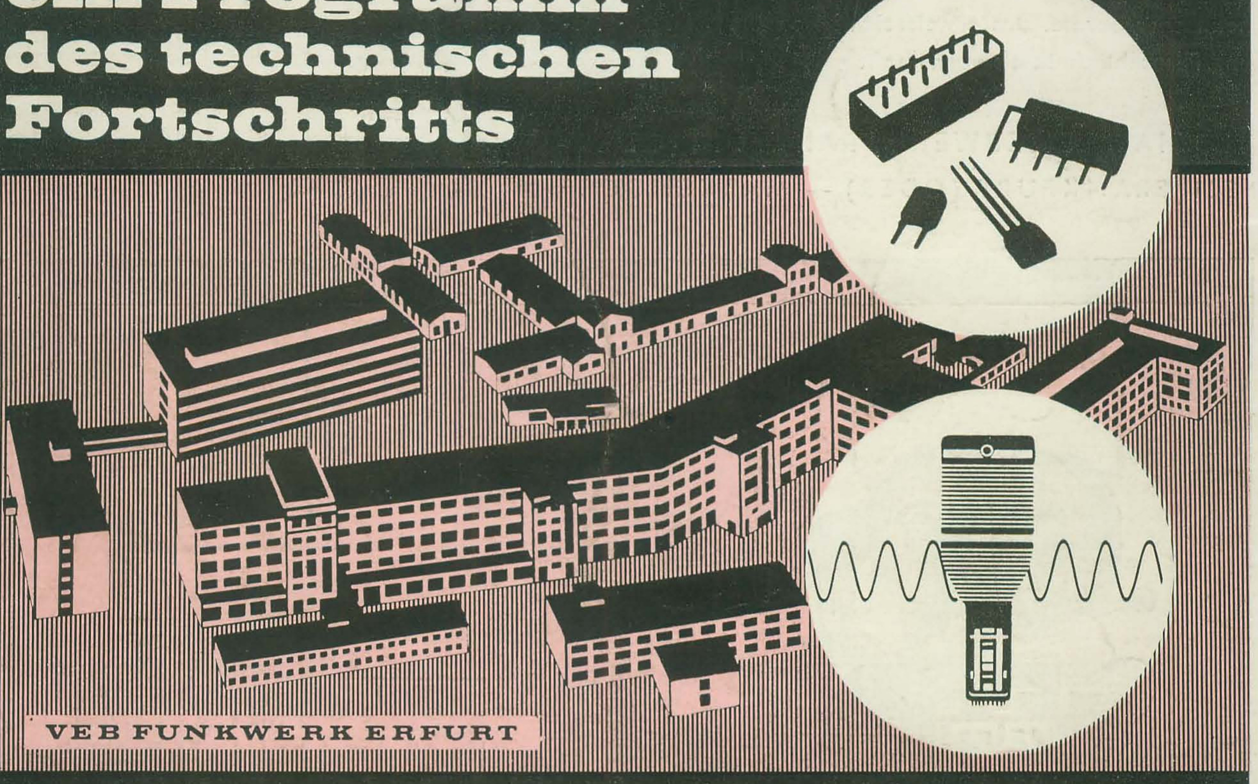
1201 FRANKFURT (ODER) — MARKENDORF



Unser Bauelemente-Programm

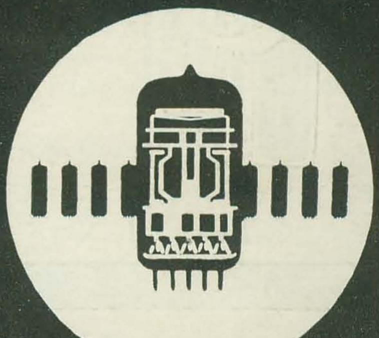
RFT electronic

ein Programm des technischen Fortschritts



Wir fertigen:

Kunststoffumschlossene Halbleiterdioden
Oszillografenröhren
Empfängerröhren
Elektronische Meßgeräte



VEB FUNKWERK ERFURT

50 Erfurt · Rudolfstraße 47
Telefon: 580 · Fernschreiber: 061 306

33 103